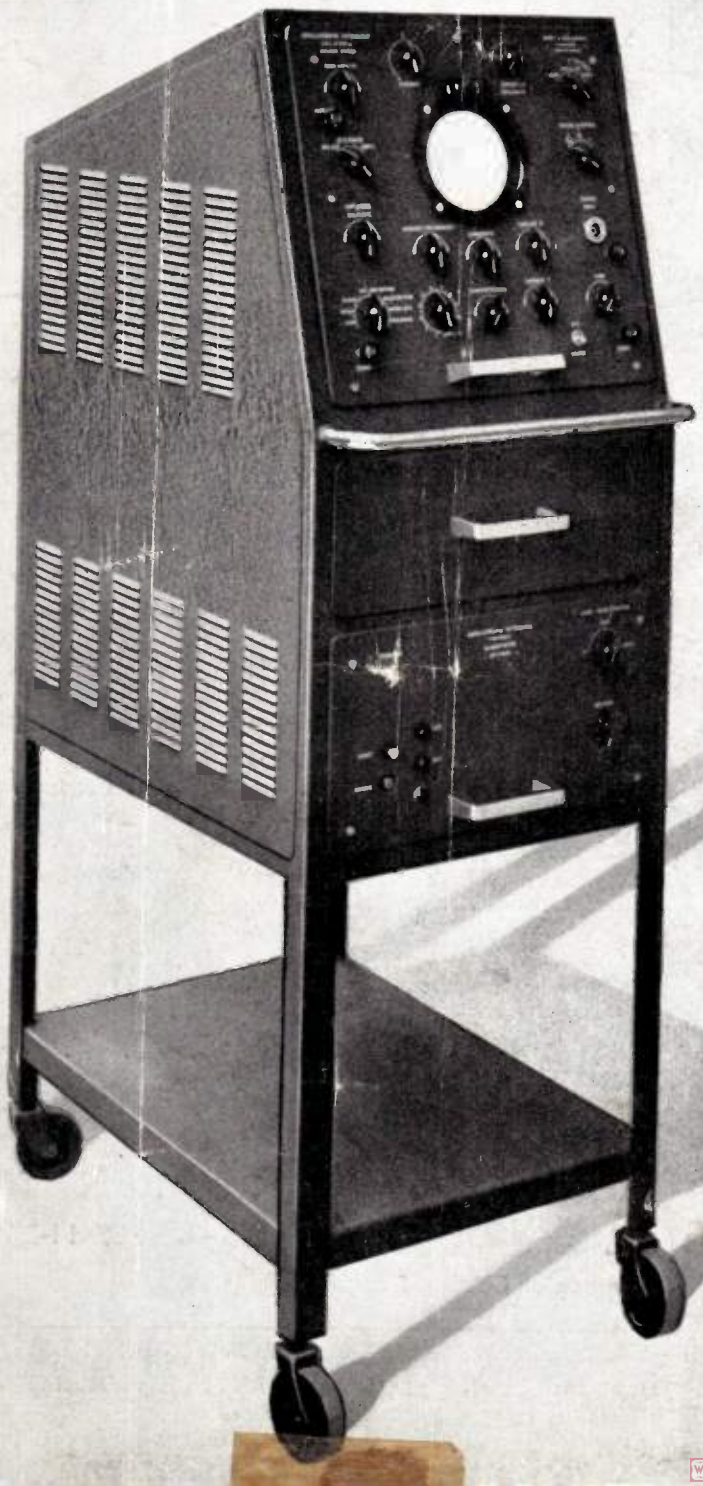
L'ONDE ÉLECTRIQUE

29e ANNÉE No 273
DÉCEMBRE 1949
PRIX : 160 FRANCS

BULLETIN DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉTIENNE CHIRON, ÉDITEUR, 40, RUE DE SEINE, PARIS-6e



NOTRE COUVERTURE

Le plus perfectionné des oscillographes cathodiques, l'oscillographe 262 A des Etablissements Ribet-Desjardins, 13, rue Périer, Montrouge

LIRE DANS CE NUMERO

Étude théorique et expérimentale de la détection par les cristaux au silicium.
P. LAPOSTOLLE.

L'amplification sélective en basse fréquence. — II. Théorie de l'effet de scintillation.
QUEIROZ ORSINI.

Exposition pour l'équipement de l'Union Française.

EXTRAIT DU CATALOGUE

MARCONI

INSTRUMENTS L. T. D.

APPAREILS STANDARDS

GÉNÉRATEUR STANDARD — **TF. 888**
70 Kc/s - 70 Mc/s - Quartz de référence — Prix : 112.500

GÉNÉRATEUR STANDARD DE LUXE — **TF. 867**
15 Kc/s - 30 Mc/s - Sortie max. 4 volts. Modulation 400 et 1.000 p/s de 0 à 100 0/0. Quartz de référence. Contrôle de niveau automatique. Modulation par déplacement de fréquence.

GÉNÉRATEUR U.H.F. — **TF. 801**
10 à 300 Mc/s - Modulation 400-1.000/5.000 sinusoïdale ou carrée - Modulation ext. par impulsions - Atténuateur 0 à 100 db, 75 ohms.

GÉNÉRATEUR V.H.F. — **TF. 762**
300 à 600 Mc/s - Modulation par signaux carrés et impulsions - Atténuateur 100 db à piston - Niveau de sortie par thermistor.

GÉNÉRATEUR F.M. — **TF. 913**
21 à 168 Mc/s - Modulation AM 30 0/0 fixe ou FM. 0/75/150/300 kc/s.

MODULATEUR DE FRÉQUENCE POUR TÉLÉVISION — **TF. 923**
Fréquences pré-réglées 44. 50. 55. 60. 65. 70/177. 183. 189. 190 Mc/s balayage MF : 5/15 et 20/30 Mc/s. Balayage vidéo : 0 à 10 Mc/s.

GÉNÉRATEUR VIDÉO — **TF. 885**
Tension sinusoïdale de 20 p/s à 5 Mc/s et carrée de 50 kc/s à 150 kc/s. Sortie 1 watt sur 1.000 ohms (31,6 volts).

Q MÈTRE — **TF. 329**
50 kc/s à 50 Mc/s : Q = 10 à 500.

Q MÈTRE
15 Mc/s à 170 Mc/s : Q = 75 à 1.200.

PONT UNIVERSEL D'IMPÉDANCES A 1.000 p/s. — **TF. 868**
R.C.L. Indicateur d'équilibre par galvanomètre. Grande facilité de réglage pour selfs à fer. Mesure d'une self de 30 H en 30 secondes,

ANALYSEUR D'ONDES — **TF. 455**
20 à 16.000 p/s harmonique par harmonique. — Mesure de la distorsion d'une courbe enveloppe HF.

MILLIVOLTMÈTRE U.H.F. — **TF. 899**
0 à 150 mV/500 mV/2.000 mV jusqu'à 200 Mc/s.

APPAREILS SPÉCIAUX

ÉTALON PRIMAIRE DE FRÉQUENCE — **T.M.E. 1**
1 kc/s à 30 Mc/s. Précision 10^{-7}

PONT D'IMPÉDANCES H.F. — **T.M.E. 20**
100 kc/s à 20 Mc/s - 1 à 100.000 ohms.

MESUREUR DE CHAMPS — **T.M.E. 18**
150 kc/s à 25 Mc/s - 1 microvolt à 5 volts par mètre.

Q-MÈTRE SPÉCIAL — **TF. 704**
Mesure du facteur de puissance et du pouvoir inducteur spécifique des diélectriques. — Mesures de propriétés des câbles H.F. — Mesures de résistances dans la gamme 50 kc/s - 100 Mc/s.

RADAR — **TF. 890**
Mesure complète des caractéristiques d'un émetteur ou d'un récepteur de Radar dans la bande 3 cm.

COMPTEUR ÉLECTRONIQUE — **TF. 922**
Compteur d'impulsions jusqu'à 999.999.
Compteur de temps entre 1 microseconde et 1 seconde.

et tous les appareils de mesures électroniques pour les télécommunications et les usages industriels

Leland Radio **M. BAUDET** 6, Rue Marbeuf PARIS - 8e ELY 11-26

Agent général pour la France et l'Union française

Régisseur exclusif de la Publicité de l'Onde Electrique : Agence-Publéditec-Domenach, 21, Rue des Jeuneurs, PARIS-2e, Tél. CENtral 97-63

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

ABONNEMENT, D'UN AN
FRANCE. . . . . 1650 »
ETRANGER. . . . . 1950 »

ÉDITIONS
Etienne CHIRON
40, Rue de Seine — PARIS (6e)
C. C. P. PARIS 53-35

Prix du Numéro :
160 francs

Vol. XXIX **DÉCEMBRE 1949** **Numéro 273**

SOMMAIRE

		Pages
Étude Théorique et expérimentale de la détection par les cristaux au silicium	P. LAPOSTOLLE	429
L'amplification sélective en basse fréquence	QUEIROZ ORSINI	449
II. Théorie de l'effet de scintillation.		
Exposition pour l'équipement de l'Union Française		457
Table des matières du volume XXIX		461
Analyses		17 à 20 A

Sur la couverture :

Le plus perfectionné des oscillographes cathodiques, l'oscillographe 262 A des Etablissements Ribet-Desjardins, 13, rue Périer, Montrouge.

Les opinions émises dans les articles ou comptes-rendus publiés dans L'Onde Electrique *n'engagent que leurs auteurs*

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.
P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T. S. F.
J. CORNU, Chef de bataillon du Génie e. r.
† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.
† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne
La Société des Ingénieurs Coloniaux.

BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

La Société des Radioélectriciens, fondée en 1921 sous le titre « Société des Amis de la T. S. F. », a pour buts (art. 1 des statuts) :

1° De contribuer à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Les avantages qu'elle offre à ses membres sont les suivants

1° Service gratuit de la revue mensuelle *l'Onde Électrique*;

2° Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique ;

3° Visites de diverses installations radio-électriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc. ;

4° Renseignements de tous ordres (joindre un timbre pour la réponse).

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées
1° Membres titulaires, particuliers ..... 1.000 fr.
— sociétés ou collectivités..... 5.000 fr.
2° Membres titulaires, agés de moins de vingt-cinq ans, en cours d'études ..... 500 fr.
Les membres de ces deux catégories, résidant à l'étranger, doivent verser en plus un supplément pour frais postaux de 300 fr.
3° Membres à vie :
Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à quinze fois le montant de cette cotisation, soit .... 15.000 fr.
4° Membres donateurs:
Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui auront fait don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme égale au moins à ..... 3.000 fr.
5° Membres bienfaiteurs :
Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société une subvention d'au moins ..... 10.000 fr.

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations à l'adresse suivante

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
14, avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)
Tél. : ALÉSIA 04-16 — Compte de chèques postaux n° 697-38
Les correspondants sont priés de rappeler chaque fois le numéro d'inscription porté sur leur carte.
CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 20 francs à toute demande.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1935) — † H. ABRAHAM (1940).

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.

1922 M. DE BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923 H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T. S. F.
1924 R. DE VALBREUZE, Ingénieur.
1925 † J.-B. POMEY, Inspecteur général des P. T. T.
1926 E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927 † Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928 Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris
1929 † L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930 Ed. BELIN, Ingénieur.
1931 C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932 P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933 L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934 Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T. S. F.
1935 † R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936 † R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937 F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès sciences.
1938 P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.
1939 † J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940 † H. ABRAHAM Professeur à la Sorbonne.
1945 L. BOUTHILLON, Ingénieur en chef des Télégraphes.
1946 R.P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947 R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radioélectricité.
1948 Le Prince Louis de BROGLIE.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président :

M. M. PONTE, Directeur général adjoint de la Cie Gle de T. S. F.

Vice-Présidents :

MM. P. ABADIE. Ingénieur en chef au L. N. R.
G. LEHMANN, Ingénieur-Conseil.
de MARE, Ingénieur.

Secrétaire général :

M. R. RIGAL, Inspecteur général adjoint des P. T. T.

Trésorier :

M. R. CABESSA, Ingénieur au L. C. T.

Secrétaires :

MM. L. J. LIBOIS, Ingénieur des P. T. T.
M. PIRON, Ingénieur du Génie Maritime.
J. DOCKES, Ingénieur des P. T. T.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	M. DE MARE.	M. FROMY.
2	Matériel radioélectr.	M. AUBERT.	M. ADAM.
3	Electro-acoustique.	M. BEDEAU.	M. POINCELOT.
4	Télévision	M. MALLEIN.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. GOUDET.	M. GUÉNARD
6	Electronique.	M. LÉAUTÉ	M. BRACHET.
7	Documentation.	M. VILLENEUVE	M. CHARLET.

Les adhésions pour participation aux travaux des sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10 avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

CONGRÈS D'ÉLECTRONIQUE ET DE RADIOÉLECTRICITÉ

Un Congrès national d'Electronique et de Radioélectricité se réunira à Paris, du 16 au 22 janvier 1950, sur l'initiative de la Société des Radioélectriciens.

A l'occasion de ce Congrès sont organisées :

D'une part :

La présentation de communications techniques, par des Spécialistes des diverses branches de l'Electronique et de la Radioélectricité, accompagnée de diverses manifestations.

D'autre part :

Une exposition de matériel, accompagnée de démonstrations en fonctionnement, organisée avec le concours des grandes Administrations, des Services des Télécommunications et de l'Industrie privée.

I. PRÉSENTATION DES COMMUNICATIONS TECHNIQUES.

Cette présentation aura lieu au Centre Marcelin Berthelot (Maison de la Chimie), 28 bis, rue Saint-Dominique, Paris-7e.

Elle commencera le lundi 16 Janvier, à 9 heures, et se terminera le samedi 21 janvier, à 12 heures.

L'entrée des salles de conférences sera libre.

II. EXPOSITION.

Celle-ci sera réalisée dans les Halls 50 et 51 du Palais des Expositions à la Porte de Versailles. Elle aura un caractère strictement scientifique et technique. Elle sera ouverte le lundi 16 janvier, à 10 heures, et sera close le dimanche 22 janvier, à 18 h. 30. Une réception officielle des représentants du Gouvernement aura lieu le mardi 17 janvier.

Les cartes d'entrée à l'Exposition seront mises en vente au prix de 100 francs.

III. MANIFESTATIONS DIVERSES.

Des visites techniques, un déjeuner, un dîner, une soirée artistique, seront organisés.

NÉCROLOGIE

Nous avons le très grand regret de vous faire part du décès de Monsieur R. JOUAUST, ancien président de la Société des Radioélectriciens.

Nous avons appris avec une vive émotion le décès, survenu le 19 novembre 1949, de Monsieur G. MONIN, Délégué Général du Syndicat National des Industries Radioélectriques.

OFFRE D'EMPLOI. — 0.57. — Ingénieur et Agent tech. demandés pr. Labo. Radio, Emission O. C. T., Ecr. (av. réf.), APEL, 124, r. Fbg. St.-Honoré.

Liste des nouveaux membres : page 460.

ÉTUDE THÉORIQUE ET EXPÉRIMENTALE DE LA DÉTECTION PAR LES CRISTAUX AU SILICIUM (1)

PAR

P. LAPOSTOLLE

Ingénieur des P. T. T.

à la division T. H. du Centre National d'Etudes des Télécommunications

On commence par exposer des méthodes de relevés de caractéristiques de détecteurs et des mesures d'impédance en basse fréquence. Après quelques mesures à 100 MCs et 500 MCs, sont décrites en détail des mesures d'impédance et de puissance sur une longueur d'onde de 10 cm. Les résultats expérimentaux, pour des puissances supérieures au dizième de milliwatt sont comparés à des valeurs théoriques calculées. L'accord est satisfaisant et la théorie utilisée interprète bien les diverses variations observées, dans la limite des erreurs de mesure.

Une particularité de cette théorie est de bien mettre en évidence l'importance, même aux fréquences très élevées, d'une très grande résistance inverse pour les détecteurs ($R \geqslant 1000$ r).

I. Introduction.

Si c'est surtout depuis la dernière guerre que s'est répandu, pour la détection des ondes électromagnétiques, l'emploi d'éléments passifs semi-conducteurs, il n'en est pas moins vrai que les propriétés électriques des contacts entre métal et cristal semi-conducteur étaient connues depuis très longtemps.

Le contact-galène platine a, en effet, été l'un des premiers employés en radioélectricité pour la détection des ondes hertziennes. Depuis lors, les lampes à cathode chaude ont peu à peu pris sa place ; si la puissance que supportent ces dernières est plus grande, leur sensibilité est pourtant, en général plus faible ; mais le principal avantage des lampes est de présenter des garanties de stabilité et de reproductibilité qu'étaient loin de posséder les détecteurs à galène.

Le développement des ondes centimétriques pour le « radar » a, aujourd'hui, remis en usage les détecteurs à cristal, et plus spécialement les détecteurs à contact silicium-tungstène et germanium-tungstène. C'est que, pour ces ondes très courtes, la sensibilité des diodes à cathode chaude diminue beaucoup avec la fréquence par suite des capacités interélectrodes et du temps de transit des électrons. Les diodes à contact semi-conducteur dans lesquelles le temps de transit est négligeable présentent des capacités qui sont encore compatibles avec un fonctionnement en détecteur à ces fréquences (a). De plus, les considérables progrès techniques faits pendant la guerre ont permis d'obtenir pour les détecteurs à contact des caractéristiques qui présentent une stabilité et une homogénéité, sinon comparables à celles des tubes à cathode chaude, du moins très acceptables pour l'équipement des récepteurs radar [1].

Le but de cet exposé n'est pas de donner des indications constructives sur la fabrication des cristaux détecteurs au silicium ou au germanium (b) ni de donner une théorie originale sur le mécanisme physique des contacts semi-conducteurs. Il existe d'ailleurs de nombreuses publications dont certaines très détaillées, sur ce sujet [2] [3] [4]. On trouvera au contraire ici un compte rendu de mesures effectuées au cours d'une période de deux ans sur des cristaux détecteurs au silicium d'origine anglaise (CV 102, 103, 112, 113) et allemande (Funckstrahl). Ces mesures comprennent le relevé des caractéristiques statiques et des caractéristiques de redressement à diverses fréquences, allant jusqu'à 3.000 Mégacycles par seconde.

Une théorie, qui sera exposée ensuite, vise à interprèter les résultats obtenus. La plupart des mesures ont été des mesures sur des cristaux utilisés comme détecteurs. La théorie exposée est une théorie de la détection. Ce phénomène de détection est classique ; de nombreux auteurs en ont déjà fait l'étude [5] [6]. Leur calcul est généralement basé sur l'emploi d'un schéma électrique équivalent simple tenant compte des caractéristiques statiques des contacts semi-conducteurs ; mais l'accord de ces théories avec l'expérience n'est pas toujours satisfaisant ; en particulier, il semble que la sensibilité des détecteurs ne diminue pas en réalité comme on pouvait le prévoir. Certains auteurs ont cherché à interpréter cet effet en introduisant des phénomènes physiques secondaires [6] dans le mécanisme de la détection.

Notre théorie est basée sur l'emploi du schéma équivalent classique, mais le calcul, plus détaillé, fait apparaître une diminution lente de la sensibi-

a) Pourtant, le contact platine-galène souvent instable perd parfois ses qualités de détecteur à des fréquences de quelques centaines de mégacycles par seconde.

(1) Communication présentée à la Société des Radioélectriciens le 21 mai 1949.

b) En France, à notre connaissance, 2 sociétés ont entrepris la fabrication de détecteurs ; la Cie Française Thomson Houston qui fabrique des détecteurs au silicium sur le modèle anglais et la Cie Westinghouse qui fabrique des détecteurs au germanium présentant les caractéristiques de détecteurs américains au silicium.

lité avec la fréquence. La comparaison, avec la théorie, des résultats expérimentaux de mesures effectuées à des longueurs d'onde allant jusqu'à 10 cm, semble fournir, dans la limite des erreurs de mesure une confirmation satisfaisante de la méthode de calcul.

II. Description des mesures.

Plusieurs séries de mesures ont été faites. On a tout d'abord relevé les caractéristiques statiques des éléments étudiés. Ces éléments étaient des cristaux au silicium anglais de divers types (CV 102, 103, 112, 113) et allemands (voir figure 1).

Les autres mesures ont été des mesures de caractéristiques de redressement à des fréquences de 30 à 100 Mégacycles par seconde, puis de 500 MCs et enfin de 3.000 MCs. A ces dernières fréquences, plusieurs milliers de mesures ont été faites pour déterminer, avec diverses puissances haute fréquence appliquées et différentes résistances de charge utilisées, la tension ou le courant détectés, le rendement énergétique de la détection ou perte de conversion et l'impédance HF présentée par les cristaux et par leur contact semi-conducteur.

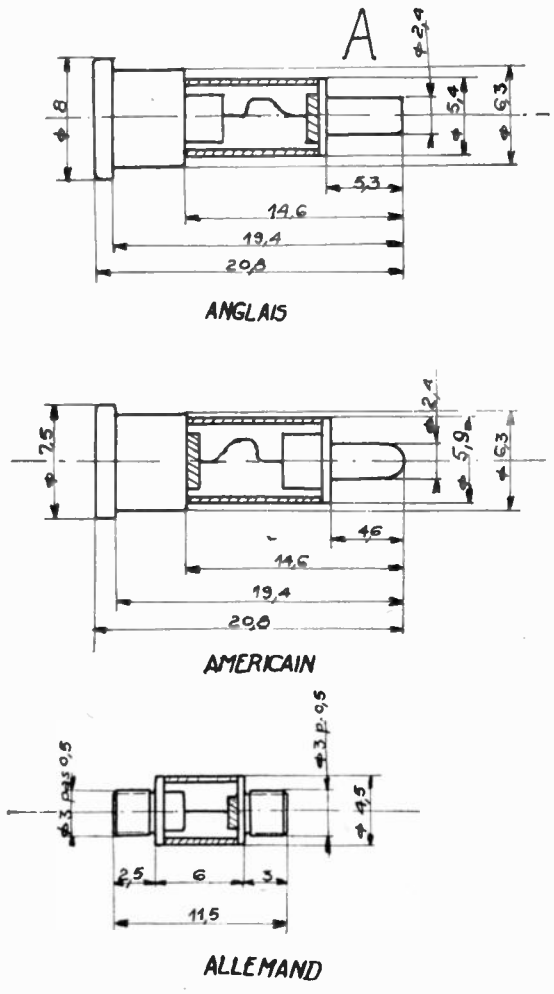


Fig. 1. — Dimensions géométriques extérieures des détecteurs anglais, américains et allemands. Le cristal, à l'intérieur des détecteurs anglais, se trouve du côté A ; dans les détecteurs américains il est du côté opposé

A) Caractéristiques statiques.

On connaît l'allure classique de la caractéristique d'un semi-conducteur. La figure 2 représente la caractéristique d'un détecteur à cristal de silicium anglais CV 113.

a) *Relevé des caractéristiques.* — Il existe plusieurs moyens pour déterminer expérimentalement ces caractéristiques. On peut les tracer point par point en mesurant le courant traversant le détecteur pour diverses tensions appliquées aux bornes.

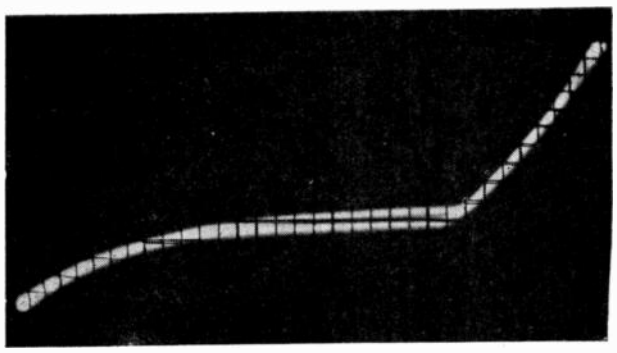


Fig. 2. — Caractéristique d'un détecteur anglais CV 113
Echelle horizontale : — 8 v + 3 v
Echelle verticale : — 70 mA + 120 mA

On peut aussi utiliser une méthode plus rapide qui consiste à projeter directement la caractéristique sur l'écran d'un oscillographe cathodique. Il suffit pour cela d'appliquer au détecteur une tension alternative et d'envoyer à l'oscillographe sur les plaques horizontales une tension proportionnelle à la tension appliquée au détecteur et sur les plaques verticales une tension proportionnelle au courant qui traverse le détecteur.

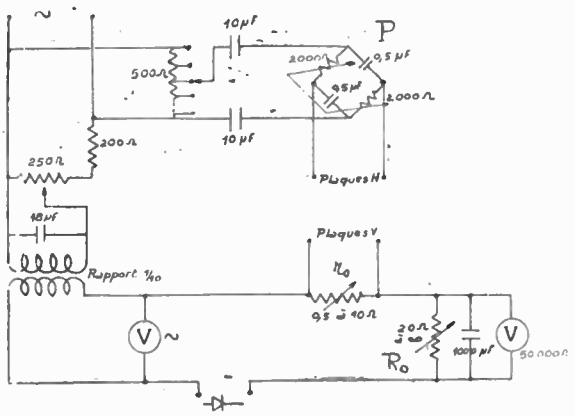


Fig. 3. — Montage pour relevé oscilloscopique des caractéristiques des détecteurs

Cela est réalisé dans le montage représenté en schéma sur la figure 3, qui peut être utilisé avec n'importe quel oscillographe. Un pont capacitif P permet d'annuler le déphasage des deux balayages. La tension envoyée aux plaques verticales de l'oscillographe est prise aux bornes de la résistance r_0. Le réglage de la résistance R_0 permet de déplacer par rapport à l'origine la plage de tension explorée sur la caractéristique.

On étalonne facilement les déviations verticales

en remplacant le détecteur par une résistance étalonnée de 50 ou 100 Ω et en mesurant les déviations correspondantes.

Ce relevé oscillographique présente l'intérêt de se prêter à un enregistrement photographique rapide des caractéristiques. La figure 2 a été obtenue ainsi.

Cet enregistrement peut être utile pour étudier des variations de caractéristiques dans le temps.

b) *Surcharges.* — En outre, il permet d'observer des variations rapides comme il s'en produit au cours même de surcharges, dans le phénomène de « brûlage » du contact. Dans celui-ci la partie de la caractéristique correspondant aux tensions négatives se déplace rapidement et de façon irrégulière jusqu'au moment où le contact est complètement brûlé et où la caractéristique devient une simple droite (a).

Si l'opération est interrompue avant le brûlage complet la caractéristique se stabilise dans une position différente de la position initiale, correspondant à un courant inverse plus important. De

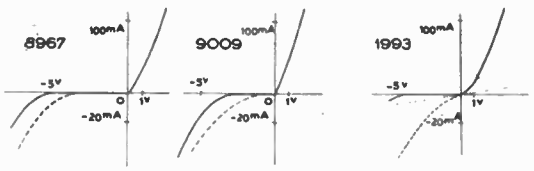


Fig. 4 Fig. 5

Fig. 4. — Caractéristiques de deux détecteurs CV 103 qui se sont détériorés dans le temps. Chaque caractéristique a été relevée deux fois et 15 mois d'intervalle sans que les détecteurs aient été utilisés entre temps. ——— 1er relevé ; — — — 2e relevé.

Fig. 5. — Caractéristiques d'un détecteur anglais CV 103 ayant subi une surchage après le premier relevé, et inutilisé depuis. Les caractéristiques ont été relevées à des intervalles successifs de 8 à 15 mois. ——— 1er relevé — — — 2e relevé. ..... 3e relevé.

plus, cette caractéristique varie facilement dans le temps, le détecteur se détériorant progressivement en fonctionnement, à charge normale, ou même parfois sans être utilisé (b).

c) *Stabilité dans le temps.* On observe d'ailleurs de telles variations sur des détecteurs à la suite de causes les plus diverses. La figure 4 montre les caractéristiques de deux détecteurs à cristal de silicium anglais CV 103, en apparence en bon état à l'origine.

Les premières ont été relevées en novembre 1946, les secondes en février 1948, soit un peu plus d'un an plus tard, sans que ces détecteurs aient été utilisés entre temps, ni soumis à aucun champ intense.

On verra plus loin les effets de ces variations sur les propriétés détectrices de ces cristaux.

Les caractéristiques de la figure 5 sont par contre celles d'un détecteur à cristal de silicium anglais CV 103, ayant subi une surcharge. Elles ont été relevées en mars 1946, en novembre 1946 et en février 1948, sans qu'aucun traitement ait non plus été appliqué entre temps. Ce détecteur très bon lors de la première mesure, était devenu assez mauvais à la deuxième et inutilisable à la troisième.

Par contre presque tous les détecteurs sur lesquels ont reposé les expériences n'ont pas varié de façon appréciable entre les diverses mesures qui ont été faites sur eux et toutes leurs propriétés ont été conservées.

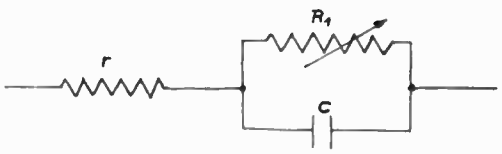


Fig. 6. — Schéma équivalent du contact semi-conducteur

B) CARACTÉRISTIQUES EN BASSE FRÉQUENCE ET JUSQU'A 100 MCs.

a) *Mesures d'impédance.*

Le schéma équivalent classique du contact métal semi-conducteur [7] comprend deux résistances r et R_1 en série dont l'une est shuntée par une capacité C. La résistance de contact R_1 varie, suivant la tension appliquée, entre 0 ou quelques ohms et quelques milliers, dizaines ou centaines de milliers d'ohms. C'est elle qui est en parallèle avec la capacité de contact C (figure 6) ; r résistance du semi-conducteur au voisinage du contact est de l'ordre de quelques dizaines d'ohms.

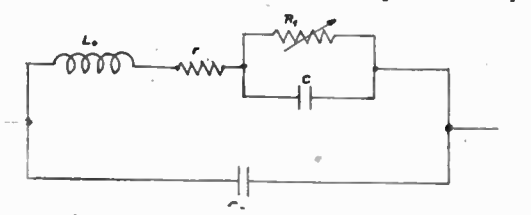


Fig. 7. — Schéma équivalent d'un détecteur avec sa cartouche

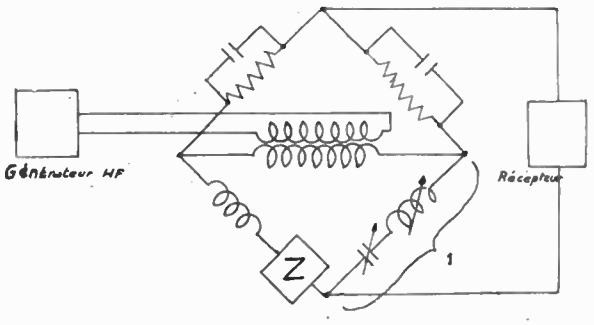


Fig. 8. — Pont d'impédance

Si on veut avoir l'impédance d'un élément détecteur tel qu'il se présente sous sa forme ordinaire, il faut composer avec l'impédance du contact l'impédance de la cartouche. Celle-ci se compose d'une petite self induction L_0 en série avec le contact (self induction de la pointe de tungstène) et d'une capacité en parallèle C_0 [8] [9], la capacité de la cartouche (figure 7).

Le relevé des caractéristiques statiques fournit

a) Parfois, par suite de l'échauffement, le support du cristal de silicium lui-même se déssoude de la cartouche en céramique et se trouve projeté en l'air.

b) Il arrive même qu'au cours de ces variations, la résistance en tension inverse soit plus faible qu'en directe et que le contact détecte à l'envers.

les résistances r et R_1 du schéma équivalent. Mais il ne peut donner aucune indication sur les capacités C et C_0 ni sur la self induction L_0.

Ces capacités C et C_0 sont de l'ordre du picofarad. Leur impédance à une fréquence de 1 Mcs est donc de l'ordre de 150.000 Ω. L'impédance de la self induction est par contre inférieure au dizième d'ohm.

A une fréquence inférieure à 1 Mcs il sera pratiquement impossible de mesurer les capacités C et C_0 et la self induction L_0.

Des mesures d'impédance ont été faites à 1 Mcs et 10 Mcs sur un pont universel. Le montage utilisé est représenté sur la figure 8. Une polarisation est appliquée au contact et le signal alternatif introduit dans le pont ne dépasse pas quelques millivolts de manière à ne décrire sur la caractéristique du détecteur qu'une portion sensiblement linéaire.

Pour les grandes valeurs de R_1, le détecteur se trouve pratiquement équivalent à une résistance

$$R = r + R_1 \qquad (1)$$

en parallèle avec une capacité $C + C_0$

Pour les plus faibles valeurs de R_1, la précision de la mesure ne permet pas de déterminer C ou C_0 et on mesure simplement $r + R_1$

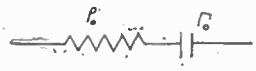


Fig. 9. — Mesure d'impédance — 1er montage

La mesure se fait de la façon suivante :

1) Dans une première expérience on réalise l'équilibre en réglant le bras 1 du pont, l'impédance Z étant constituée, comme l'indique la figure 9, de ρ_0 et Γ_0 en série.

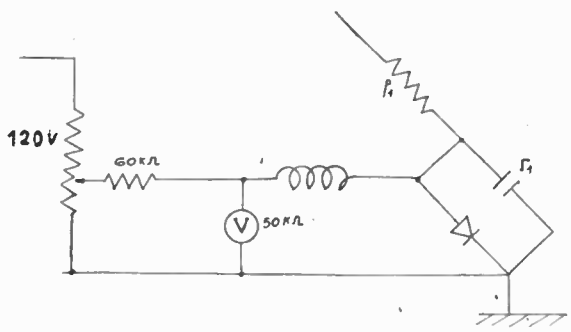


Fig. 10. — Mesure d'impédance — 2e montage

2) Le bras 1 étant réglé on met en parallèle avec la capacité Γ_0, le détecteur dont on veut mesurer l'impédance, convenablement polarisé. Et on retouche la résistance ρ_0 et la capacité Γ_0 de façon à rétablir l'équilibre (figure 10).

Si ρ_1 et Γ_1 sont les nouvelles valeurs

$$(2)\quad \begin{cases} R = \dfrac{1 + \Gamma_0^2\,\omega^2\,\Delta\rho^2}{\Gamma_0^2\,\omega^2\,\Delta\rho} \\ C + C_0 = \dfrac{\Delta\Gamma - \Gamma_0^2\,\Gamma_1\,\omega^2\,\Delta\rho^2}{1 + \Gamma_0^2\,\omega^2\,\Delta\rho^2} \end{cases}$$

$$\text{avec} \quad \begin{cases} \Delta\rho = \rho_1 - \rho_0 \\ \Delta\Gamma = \Gamma_1 - \Gamma_0 \end{cases}$$

$\omega = 2\pi f$, pulsation du signal alternatif appliqué.

α) *résistance* : De ces mesures il résulte que la résistance R mesurée à une fréquence de 1 ou 10 Mcs (a) est bien égale à celle que l'on déduit des caractéristiques statiques.

Sur les figures 11 et 12 on a donné pour 3 détecteurs à cristal de silicium anglais CV 102, 103 et 112 et deux allemands les caractéristiques en courant continu et les résistances mesurées à 1 Mcs.

β) *Capacité* : La capacité $C + C_0$ n'a pu, comme on l'a dit, être mesurée avec quelque précision que pour les grandes valeurs de R, c'est-à-dire pour

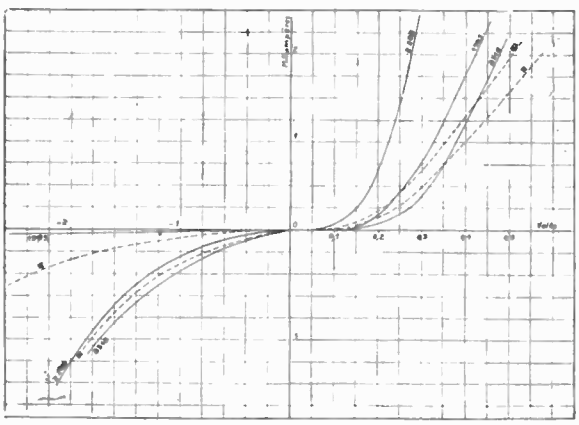


Fig. 11. — Caractéristiques en courant continu. 1993, 2288, 8318 détecteurs anglais. II, III détecteurs allemands

les polarisations négatives ou nulles (b) ; et encore est-il difficile d'interpréter correctement les mesures faites ; en effet les capacités des fils de connexions

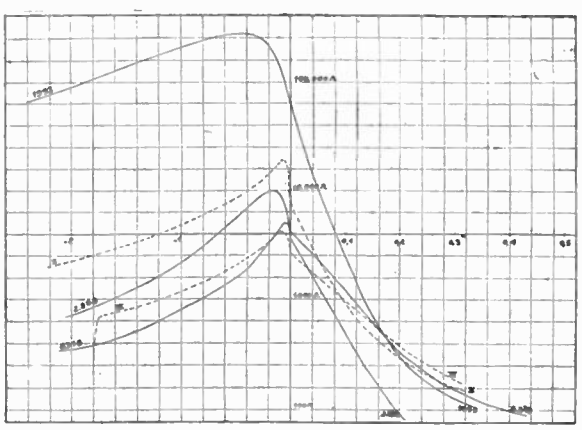


Fig. 12. — Impédance mesurée à une fréquence de 1 Mcs en fonction de la polarisation. — 1993, 2288, 8318 détecteurs anglais. — II, III détecteurs allemands.

ne sont pas absolument négligeables devant celles que l'on veut déterminer.

En prenant des précautions, pour réduire au mi-

a) Le pont universel utilisé était garanti étalonné jusqu'à une fréquence de 1 Mcs ; aucune indication n'était donnée sur les fréquences supérieures. *Pour le montage utilisé*, il semble qu'il fonctionnait encore correctement jusqu'à 10 Mcs.

b) la mesure la plus précise est faite sans polarisation ; le circuit de polarisation, malgré le filtrage soigné qu'on y fait des courants de haute-fréquence, réagit légèrement sur l'impédance mesurée et risque d'entacher d'erreurs systématiques les mesures faites.

nimum ces capacités parasites, on obtient des valeurs de $C + C_0$ comprises entre : (c)

1 pf et 2 pf

pour les détecteurs anglais

1 pf et 2,5 pf

pour les détecteurs allemands.

Pour déterminer les parts respectives de la cartouche et du contact dans cette capacité, c'est-à-dire pour connaître séparément C_0 et C, on peut me-

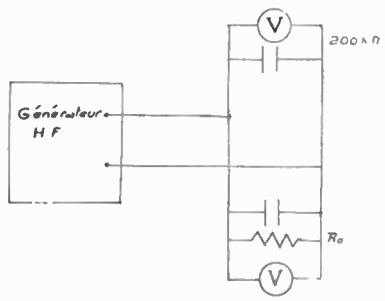


Fig. 13. — Montage pour la comparaison des caractéristiques de redressement sur des fréquences variant de 30 MCs à 100 MCs.

surer dans une expérience particulière la capacité C_0 de la cartouche. Pour cela il suffit de supprimer, dans un détecteur le contact pointe-cristal. Il ne reste alors comme impédance en circuit que la capacité C_0 (figure 7).

Cette capacité dépend des dimensions géométriques de la cartouche. Elle ne doit pas varier d'un élément détecteur à un autre. On a fait la mesure sur un détecteur anglais et sur un détecteur allemand (figure 1).

$$C_0 = 0{,}3_8 \text{ pf}$$

pour le détecteur anglais.

$$C_0 = 0{,}3_5 \text{ pf}$$

pour le détecteur allemand.

On en déduit pour C des valeurs comprises environ entre

0,5 et 1,5 pf

pour les détecteurs anglais

et 0,5 et 2 pf

pour les détecteurs allemands.

Toutes ces valeurs sont en accord avec celles données par les auteurs déjà cités [7] [8] [9].

b) *Expériences de redressement entre 30 Mcs et 100 Mcs.*

A des fréquences supérieures à 10 Mcs des mesures au pont d'impédance deviennent délicates, par suite des effets de rayonnement qui risquent de perturber le fonctionnement.

Par contre il est plus facile de faire une comparaison de détecteurs entre eux, au point de vue du redressement. Si, alors, on peut connaître, en valeur absolue les propriétés d'un des détecteurs, on aura en valeur absolue également les caractéristiques de redressement de tous les détecteurs étudiés.

c) Lors de la détérioration du contact par une surchage, avant la rupture complète, la capacité varie et semble augmenter sensiblement jusqu'à doubler ou tripler sa valeur initiale; mais, comme la résistance, cette capacité est très instable.

Les mesures ont été faites à des fréquences variant entre 30 Mcs et 100 Mcs.

Pour la comparaison des détecteurs on a utilisé le montage représenté schématiquement figure 13.

Un détecteur est choisi comme étalon et fonctionne en voltmètre haute fréquence. Dans ce but on a utilisé un détecteur à cristal de silicium anglais CV 103 particulièrement sensible (figure 11 N° 1993) et un galvanomètre à très grande résistance interne (200.000 Ω).

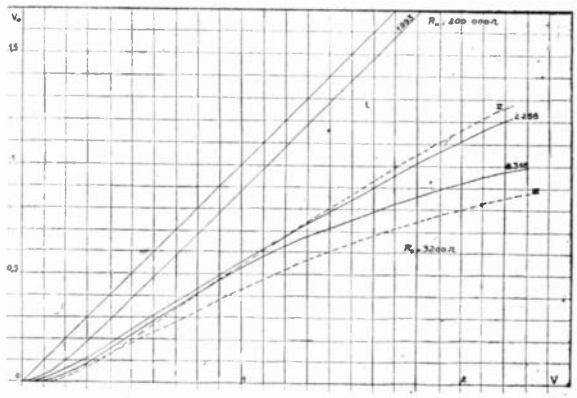


Fig. 14. — Caractéristiques de redressement à 50 MCs, des détecteurs dont les caractéristiques statiques sont données sur les figures 11 et 12. — V tension HF, V_0 tension redressée.

Les détecteurs étudiés sont chargés successivement par des résistances R_0 de 3.200 Ω et 900 Ω. Il y a lieu, pour éviter que les mesures ne soient perturbées par des phénomènes de rayonnement, de raccourcir au maximum les fils de connexion et de blinder le montage.

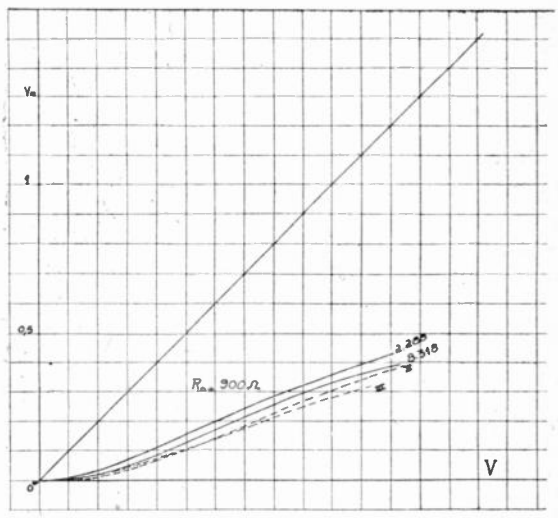


Fig. 15. — Caractéristiques de redressement à 50 MCs, des détecteurs dont les caractéristiques statiques sont données sur les figures 11 et 12. — V tension HF, V_0 tension redressée.

Il n'est pourtant pas possible, par suite de ces effets, de garantir une grande précision pour les mesures faites à 100 Mcs ; mais il ne semble pas qu'il y ait eu de variations dans la qualité du redressement pour des fréquences allant de 30 Mcs jusqu'à 100 Mcs (a).

a) il n'en est pas de même pour certains détecteurs à cristal de galène dont la sensibilité décroît rapidement lorsque la fréquence croît dans cette gamme.

Les résultats obtenus à 50 Mcs sont donnés sur les figures 14 et 15.

Sur ces figures on a porté en abscisses la tension alternative appliquée au système. Bien entendu cette tension n'est pas lue directement en valeur absolue : au moyen d'un atténuateur étalonné on a procédé à une mesure relative.

Tous les résultats obtenus s'interprètent très bien, au moyen des caractéristiques relevées en courant continu, pour une échelle de tension alternative qui est précisément celle qui est portée ici.

Mais l'intérêt principal de ces mesures a été de montrer qu'il n'y avait pas de différence sensible

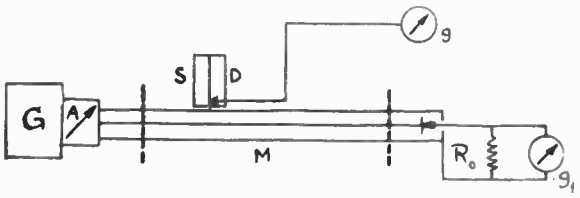


Fig. 16. — Schéma de principe des mesures d'impédance et de puissance sur les longueurs d'onde de 60 cm et 10 cm.

de fonctionnement pour des fréquences allant de 30 Mcs jusqu'à 100 Mcs.

Le redressement se fait de façon tout à fait analogue à celui en basse fréquence.

D'ailleurs, si l'on considère le schéma équivalent du détecteur (figure 6), avec une capacité C de l'ordre de 1 pf, l'impédance ramenée en parallèle avec la résistance de contact R_1 par C est, à 100 Mcs de l'ordre de 2.000 Ω, encore très grande devant r, et on verra au chapitre III que, dans ces conditions sa présence ne peut pas être nuisible au redressement.

C) Mesures en ondes décimétriques.

Dans le domaine des ondes décimétriques et centimétriques, il est possible, au moyen d'une ligne de mesure d'effectuer des mesures d'impédance et de puissance.

L'impédance à mesurer est placée au bout d'une ligne d'impédance caractéristique connue : la mesure du taux des ondes stationnaires produites par la réflexion sur l'extrémité et la détermination de la position des minima permet de calculer l'impédance terminale. La mesure des tensions aux nœuds et aux ventres donne la puissance dissipée.

Il a été procédé à plusieurs séries de mesures d'impédance et de perte de conversion de détecteurs à cristal de silicium pour diverses puissances haute fréquence W appliquées et diverses résistances de charge R_0.

Le schéma de principe du dispositif utilisé est donné sur la figure 16 (a).

Un générateur d'ondes décimétriques G envoie, par l'intermédiaire d'un atténuateur ou d'un couplage lâche variable A, une puissance hyperfréquence réglable dans une ligne de mesure M, terminée par le détecteur étudié, d'impédance Z_0.

Le détecteur est chargé par une résistance R_0 variable et on mesure au moyen d'un galvanomètre g_1 la tension continue détectée.

La ligne de mesure est une ligne coaxiale munie d'une fente. Une sonde S mobile le long de cette fente recueille une faible partie du champ électrique dans la ligne. Cette énergie captée est envoyée dans une cavité accordée de coefficient de surtension assez élevé (entre 500 et 1.000). Un détecteur D, placé dans la cavité et relié à un galvanomètre g_0, mesure

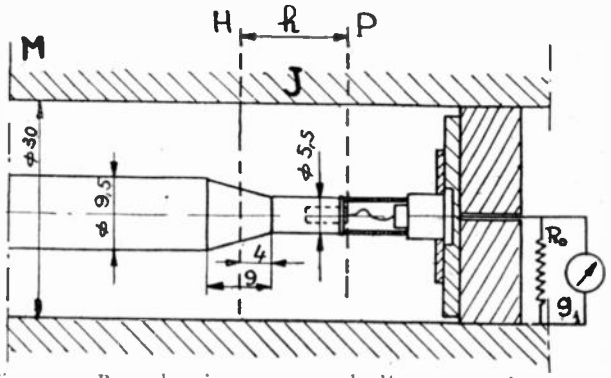


Fig. 17. — Raccord conique et support du détecteur pour les mesures sur 10 cm de longueur d'onde.

le niveau du champ hyperfréquence dans la sonde, donc dans la ligne. Le galvanomètre g_0 peut ainsi, après un étalonnage préalable, donner directement la tension alternative le long de la ligne.

a) *Mesures d'impédance.*

Des mesures ont été faites, sur des longueurs d'onde voisines respectivement de 60 cm et de 10 cm.

Comme on l'a dit, pour déterminer l'impédance terminale Z_0 de la ligne de mesure M (figure 16) il suffit de mesurer le taux d'ondes stationnaires, c'est-à-dire le rapport des tensions à un ventre et à un nœud et de déterminer la position de ces nœuds et ventres. On en déduit alors l'impédance cherchée,

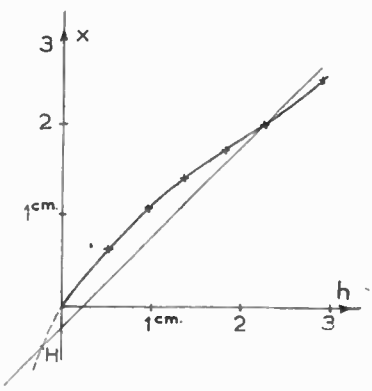


Fig. 18. — Propriétés quadripolaires du raccord conique; courbe théorique et points expérimentaux. h abscisse du court circuit sur la ligne J ; x abscisse d'un nœud sur la ligne M.

supposée localisée dans un plan P bien déterminé, soit par un calcul rapide, soit plus simplement par l'emploi d'un diagramme d'impédance [10].

La méthode se trouve légèrement compliquée du fait que la ligne de mesure utilisée, d'impédance caractéristique $Z_{c_1} = 70\ \Omega$, a un conducteur intérieur, ne se raccordant pas en diamètre aux détecteurs utilisés. Sous peine d'introduire des capacités

a) Un dispositif analogue a été utilisé pour effectuer des mesures d'impédance au Massachussets Institute of Technology [7].

parasites, il est nécessaire de disposer au bout de la ligne M un raccord conique ramenant son conducteur intérieur au diamètre des détecteurs, et de placer ceux-ci au bout d'une ligne de même diamètre.

Le dispositif utilisé est représenté sur la figure 17. Ce cône qui raccorde deux tronçons de lignes coaxiales M et J d'impédances respectives Z_{c_1}, et Z_{c_2} a été étudié expérimentalement.

Cette étude a pour but de déterminer les coefficients caractéristiques du quadripôle sans perte constitué par le cône. Pour cela la ligne J est terminée par un court-circuit mobile et on mesure, pour trois positions différentes au moins du court circuit, la position des nœuds de tension dans la ligne M (figure 18).

Les mesures ont montré que le quadripôle utilisé se comporte comme un raccord d'impédances parfait, sans capacité parasite. On peut en effet trouver un plan H, situé entre les extrémités des lignes M et J, où les impédances ramenées respectivement de ces lignes M et J supposées prolongées se raccordent.

La détermination de l'impédance Z_0 du détecteur placé en bout de ligne se fait alors de la manière suivante :

Des mesures d'ondes stationnaires sur la ligne M on déduit une impédance dans le plan H : z_0 ;

L'impédance du détecteur, dans le plan P, à la distance h de H s'obtient en effectuant la transformation d'impédance de z_0 sur une ligne d'impédance caractéristique $Z_{c_2} = 100\ \Omega$ et de longueur h.

b) *Impédance du contact.*

L'impédance Z_0 ainsi mesurée est l'impédance totale du détecteur et de son support, telle qu'elle est schématisée sur la figure 7.

Il serait intéressant d'en séparer les éléments pour connaître leurs valeurs respectives.

Pour faciliter cette interprétation des mesures on a choisi pour plan où sont définies les impédances des détecteurs le plan du contact semi-conducteur (figure 17). Ce plan a l'avantage de se trouver au voisinage immédiat de trois des éléments du schéma de la figure 7 : r, R_1, et C.

Nous désignerons par Z, *impédance de contact*, l'impédance de ces éléments. L'impédance Z_0 mesurée résulte de la combinaison de l'impédance Z avec la self induction L_0 et la capacité C_0.

c) *Impédance du support.*

La capacité C_0 de la cartouche peut sans inconvénient être définie dans le plan P. On en obtient une valeur approximative en mesurant la capacité d'un élément détecteur où est supprimé le contact entre la pointe de tungstène et le cristal de silicium.

La *self induction* L_0 est celle du tronçon de ligne coaxiale ayant pour conducteur intérieur la pointe de tungstène et pour conducteur extérieur celui de la ligne J (figure 17). On peut déterminer la valeur dé C_0 et L_0 en parallèle en mesurant l'impédance d'un élément détecteur dans lequel le cristal de silicium a été remplacé par une pièce conductrice de laiton de mêmes dimensions. Ayant alors mesuré auparavant C_0, on en déduit L_0.

La mesure de C_0 n'est pas précise ; en effet la capacité mesurée n'est pas la même que celle de la cartouche lorsque le contact a lieu, car la distribution des champs est alors légèrement différente. La même critique s'applique également à la deuxième mesure. Pourtant ces deux mesures permettent d'obtenir un ordre de grandeur assez exact.

Un autre inconvénient, plus grave, de ces mesures, est qu'elles nécessitent une transformation interne de l'élément détecteur, transformation qui

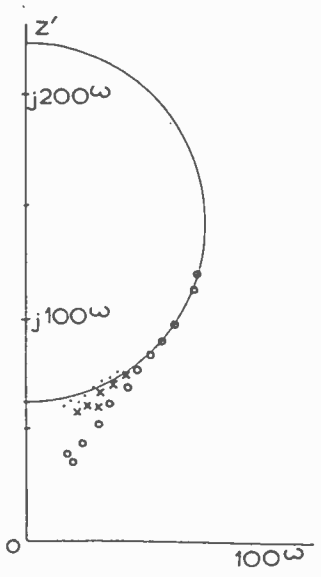


Fig. 19. — Impédance d'un détecteur anglais (n° 8967, 1er et 2e états) avec sa cartouche à 10 cm de longueur d'onde. — Z' impédance de la pointe et de la cartouche ; o impédance à niveau HF élevé (R_0 variable) ; x impédance à niveau HF moyen ; . impédance à niveau HF faible.

pratiquement, le rend inutilisable. Mais la capacité C_0 de la cartouche, qui ne dépend que des dimensions géométriques de pièces mécaniques, peut être considérée comme sensiblement constante pour un même type de détecteur. Il suffit donc de la mesurer sur quelques exemplaires pour en connaître la valeur. Il n'en est pas de même de la self induction L_0 qui, par suite des irrégularités de forme de la pointe de tungstène qui fait ressort, ne peut être considérée comme constante, surtout dans les détecteurs anglais ou américains. Il serait bon, alors, de déduire L_0 de mesures faites sur le détecteur en service normal. Les mesures effectuées ont permis de le déterminer de la façon suivante : l'impédance Z_0 du détecteur a été mesurée sur chaque détecteur pour plusieurs niveaux de signal haute fréquence et plusieurs résistances de charge R_0 du courant détecté. Les impédances mesurées se distribuent assez régulièrement sur un arc de cercle, comme le montre à titre d'exemple la figure 19, qui correspond à un détecteur anglais.

Les considérations théoriques, qui seront développées plus loin, permettent de prévoir ce résultat. L'impédance Z' formée par L_0 et C_0 en parallèle est alors représentée par l'extrémité supérieure du diamètre du cercle (voir figure 19), C_0 étant connu, on déduit L_0 de Z'.

On peut alors calculer aussi Z, impédance du contact.

d) *Mesures de puissance. Etalonnage de la sonde.*

Celles-ci se déduisent des mesures de tensions aux nœuds et aux ventres, le long de la ligne de mesure, tensions dont le produit est proportionnel à la puissance transmise.

La mesure de la tension aux nœuds et aux ventres des ondes stationnaires se fait au moyen d'un détecteur D couplé à la sonde S et relié au galvanomètre g_0 (figure 16). Pour déduire de l'indication

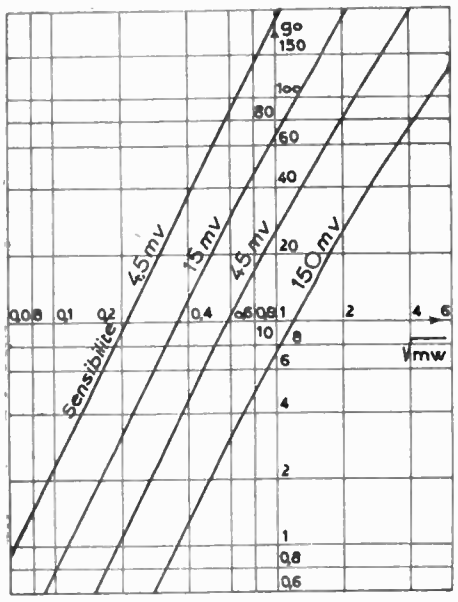


Fig. 20 — Courbes d'étalonnage de la sonde de la ligne de mesure ; g_0 déviation du galvanomètre.

lue sur g_0, la tension dans la ligne, il faut connaître la caractéristique du détecteur D couplé à la sonde S. On obtient cette caractéristique en relevant les indications de g_0 pour une distribution de champ connue sur la ligne.

Une première mesure, relative, peut être faite en terminant la ligne de mesure par un court circuit ce qui développe des ondes stationnaires à distribution rigoureusement sinusoïdale (a).

Pour obtenir une mesure absolue, on dispose, en série avec la ligne de mesure un wattmètre à puissance absorbée ou transmise (b). On obtient le maximum de précision lorsque la ligne est fermée sur une terminaison adaptée et est le siège d'une onde progressive (figure 20).

e) *Erreurs de mesures.*

1) Plusieurs erreurs faussent les mesures. Comme erreur systématique citons celle produite par la présence d'harmoniques du fondamental créés par le détecteur ; ceux-ci sont réfléchis à l'entrée de la ligne sur l'atténuateur A (fig. 16) et renvoyés sur le détecteur qui reçoit ainsi simultanément plusieurs ondes de fréquences différentes, alors que la sonde S de la ligne de mesure M n'est sensible qu'à une seule.

On peut avoir une idée de l'importance des conditions d'adaptation pour les harmoniques entre l'atténuateur A et la ligne M en utilisant des longueurs de lignes variables couplées au générateur dans des conditions différentes de manière à faire varier la phase et l'amplitude des harmoniques reçus sur le détecteur, pour modifier la perturbation produite.

2) On a déjà parlé d'autre part de l'erreur faite dans la détermination de C_0. C'est plutôt une erreur d'interprétation qu'une erreur de mesure.

3) Des erreurs interviennent dans la détermination de la position des maxima et minima.

Celles-ci ont deux causes : imperfections mécaniques de la ligne, erreurs de lecture du vernier.

Il est théoriquement possible de s'affranchir de la première cause d'erreurs par une étude systématique de la ligne utilisée, si celle-ci est fidèle. En pratique, il n'en était pas parfaitement ainsi ; de plus, les erreurs produites par un rayonnement parasite ne peuvent pas être compensées ; or, les très légères irrégularités observées avaient principalement cette origine (c).

Toutes les erreurs peuvent être réduites par la mesure de plusieurs maxima et minima successifs, méthode qui présente un certain nombre d'avantages :

Il est possible, en prenant une moyenne dans les positions, d'obtenir celles-ci avec une précision plus grande.

Par un calcul statistique on peut évaluer l'erreur quadratique moyenne des mesures. La figure 21 donne à titre d'exemple la courbe de dispersion d'une série de mesures.

Enfin, cette méthode donne une mesure précise de la longueur d'onde utilisée, nécessaire pour la détermination des impédances, obtenues par transformation le long de tronçons de ligne M et J de grande longueur, (plus de 15 cm).

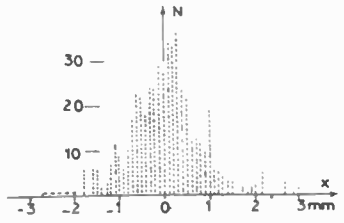


Fig. 21. — Dispersion de position de la sonde dans une série de mesures d'impédance.

4) Des erreurs ont lieu dans la mesure des tensions aux nœuds et aux ventres. Les principales sont dues aux dérives de fréquence entre l'oscillateur G et la sonde accordée S, à coefficient de surtension élevé. Un écart par rapport à la résonance, susceptible de fausser légèrement les mesures rela-

a) Cette mesure fait en particulier apparaître les irrégularités de la ligne de mesure qui se traduisent par des écarts entre les indications du galvanomètre g_0 pour des points ou règne le même champ électrique. Ces irrégularités peuvent provenir de plusieurs défauts de la ligne ; irrégularités mécaniques de la ligne ou des rails guidant la sonde, captation par la sonde d'ondes rayonnées à l'extérieur de la ligne, couplage trop intense de la sonde dans la ligne (les sinusoïdes relevées sont alors dissymétriques).

b) Dans ces derniers appareils, en général, la précision devient très faible quand la puissance n'est que d'une petite fraction de watt.

c) la cause en est, presque essentiellement une propagation par l'extérieur de la fente du coaxial de la ligne de mesure, propagation qui ne peut être évitée que par une obturation régulière de part et d'autre de la sonde.

tives servant à la détermination des impédances, (a) peut entacher d'erreurs très graves les mesures de puissance.

Les étalonnages ont été faits avec divers dispositifs wattmétriques. Ils révèlent une dispersion assez notable, malgré le soin apporté aux mesures.

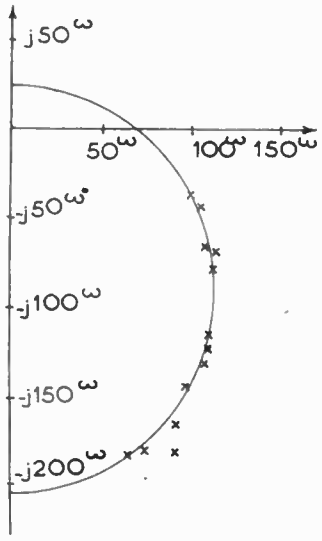


Fig. 22. — Impédance d'un détecteur anglais (N° 1993, 1er état) avec sa cartouche à 58 cm de longueur d'onde.

Comme pour les mesures d'impédance où seule une mesure relative est nécessaire, on peut apprécier et réduire l'erreur due aux irrégularités de la ligne et aux erreurs de lecture en effectuant les mesures en plusieurs nœuds et en plusieurs ventres. (b).

f) *Précisions obtenues.*

1) *Mesures d'impédance.* — Plusieurs séries de mesures ont été faites en modifiant la longueur de ligne J utilisée : on a en particulier, choisi des lon-

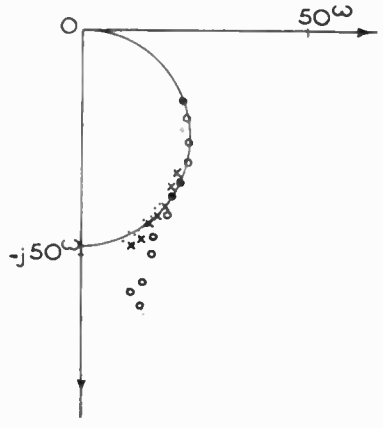


Fig. 23. — Impédance du contact d'un détecteur anglais (n° 8967 1er et 2e états) à 10 cm de longueur d'onde.

gueurs h, soit égale à $\lambda/2$ de manière à obtenir l'impédance Z_0 dans le plan H, c'est-à-dire en réduisant au minimum les transformations d'impédance, soit

a) Même les mesures relatives peuvent être perturbées par un désaccord de la sonde car le système complexe antenne sonde détecteur galvanomètre, n'étant pas linéaire, a des caractéristiques différentes dès qu'un seul de ses éléments varie.

b) On néglige alors l'erreur signalée ci-dessus en renvoi.

telle que les erreurs de mesure soient réduites au minimum, compte-tenu des transformations effectuées. On a aussi utilisé divers générateurs et divers atténuateurs.

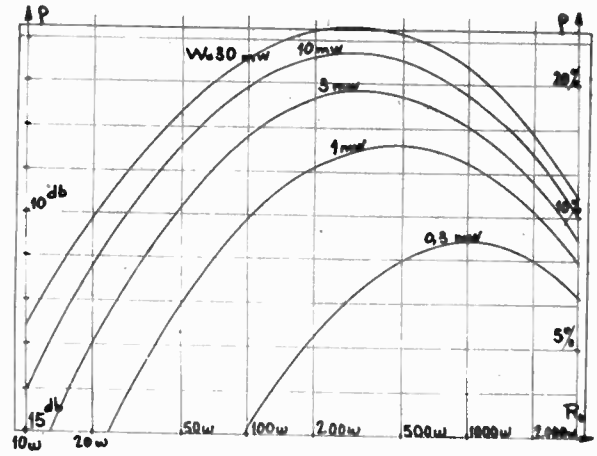


Fig. 24. — Rendement énergétique et perte de conversion d'un cristal anglais (N° 8967 1er état) sur 10 cm de longueur d'onde en fonction de la résistance d'utilisation pour différents niveaux HF appliqués, (les points relevés ne correspondent pas tous exactement aux puissances indiquées ; les courbes ont été tracées par interpolation et les points expérimentaux ne sont pas figurés).

L'examen des résultats montre que l'erreur totale provenant des diverses causes citées précédemment peut être évaluée à $\pm$ 3 ohms pour l'impédance

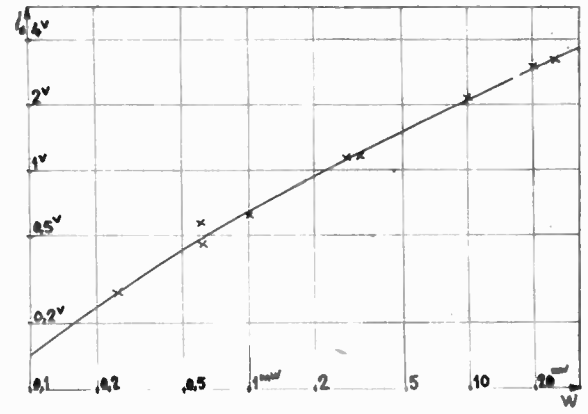


Fig. 25. — Tension détectée par un cristal anglais (N° 8967 1er état) en circuit ouvert en fonction du niveau H. F., sur 10 cm de longueur d'onde.

Z_0, sensiblement égale dans toutes les directions du plan des impédances.

2) *Mesures de puissance.* — Pour celles-ci l'erreur peut être évaluée à $\pm$ 1,5 db.

g) *Résultats obtenus.*

La plupart des mesures ont été faites sur des longueurs d'onde voisines de 10 cm. Quelques mesures d'impédance ont également été faites sur des longueurs d'onde plus longues. Les impédances totales Z_0 mesurées à 60 cm peuvent être considérées comme résultant de l'association en parallèle d'une capacité de l'ordre de 1 à 2 pf et d'une résistance variant, suivant le détecteur utilisé, le niveau de puissance W appliqué et la résistance de charge, entre 100 Ω et 1.000 Ω (voir figure 22).

On a déjà donné sur la figure 19 un exemple des

impédances totales mesurées à 10 cm sur un détecteur anglais. La figure 23 donne les impédances de contact Z de ce même détecteur, lorsqu'on fait varier la puissance appliquée et la résistance de charge.

En ce qui concerne la puissance, la figure 24 donne, en fonction de la résistance de charge R_0, la perte de conversion avec source adaptée P, ou le rendement énergétique ε, pour différents niveaux HF appliqués.

Les figures 25 et 26 donnent, soit en circuit ouvert, soit en court circuit, les tensions ou les courants

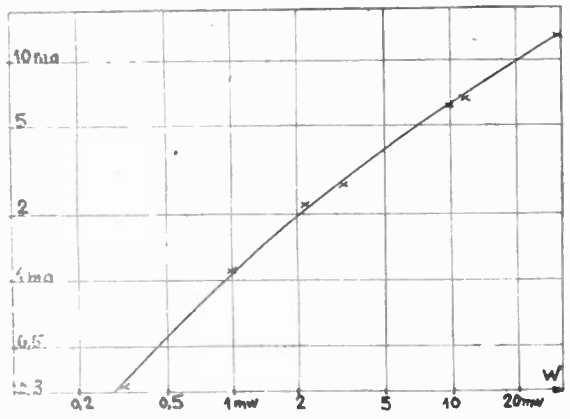


Fig. 26. — Courant détecté par un cristal anglais (N° 8967 1er état) en court circuit en fonction du niveau HF sur 10 cm de longueur d'onde.

détectés en fonction de la puissance W. Enfin, la figure 27 donne, en fonction de la puissance W, la résistance R_0 donnant la perte de conversion minimum, et la tension détectée correspondante.

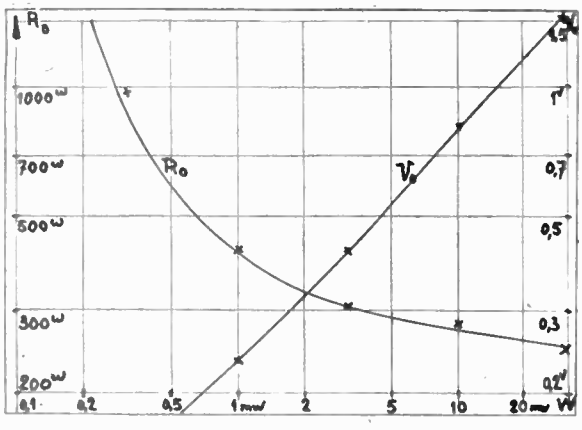


Fig. 27. — Résistance d'utilisation fournissant la perte de conversion minimum et la tension détectée correspondante, sur 10 cm de longueur d'onde, pour un détecteur anglais (N° 8967, 1er état) en fonction du niveau H. F.

D'une façon générale, dans les mesures effectuées :

$$C_0 = 0{,}38 \text{ pf} \pm 0{,}01 \text{ pf}$$
$$L_0 = 4{,}3 \text{ m}\mu\text{H} \pm 0{,}4 \text{ m}\mu\text{H}$$

pour les détecteurs anglais.

$$C_0 = 0{,}35 \text{ pf} \pm 0{,}01 \text{ pf}$$
$$= 2{,}5 \text{ m}\mu\text{H} \pm 0{,}1 \text{ m}\mu\text{H}$$

pour les allemands.

Les points représentatifs des impédances de contact Z se distribuent, lorsque la charge varie, sur des portions d'arcs de cercle, d'autant plus grandes que les tensions sont plus élevées et que le détecteur est meilleur. Le diamètre de ces cercles varie, aussi bien pour les détecteurs allemands que pour les anglais, entre 30 ω et 90 ω, ce qui, on le verra, correspond à des capacités de contact comprises entre 0,6 et 1,8 pf. Pour les détecteurs utilisés en circuit ouvert, l'impédance Z est sensiblement indépendante du niveau H.F. Pourtant, lorsque celui-ci croît, il arrive que le point représentatif de Z passe à l'extérieur du cercle (fig. 23) ; on verra que cela s'interprète facilement par une diminution de la capacité de contact avec la polarisation négative, diminution déjà observée en basse fréquence.

Les mesures de puissance ont montré que la perte de conversion passe par un minimum lorsque la charge varie. La résistance de charge optimum (a) varie, pour les détecteurs étudiés entre 150 Ω et 500 Ω, du moins pour des niveaux H.F. appliqués relativement élevés (supérieurs au demi-milliwatt) ; ces résistances augmentent d'ailleurs lorsque la puissance diminue.

Les pertes de conversion minima mesurées à 10cm de longueur d'onde sont comprises entre 5 db et 15 db. Pour un détecteur détérioré (figure 5 dernier état)

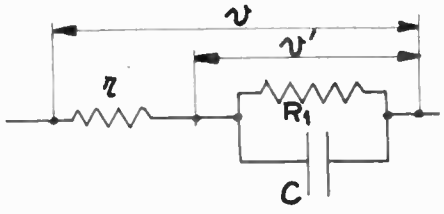


Fig. 28. Schéma équivalent d'un contact détecteur

la perte de conversion était supérieure à 30 db. Cette perte de conversion varie d'ailleurs avec le niveau H.F. En général elle diminue quand la puissance augmente ; pourtant il arrive qu'elle passe par un minimum. Ceci a lieu en particulier pour les détecteurs dont la caractéristique, en courant inverse présente une courbure prononcée (figure 1, n° 9009 deuxième état) ; alors, dès que la tension dépasse une certaine valeur, apparaît un courant inverse intense qui gêne le redressement.

On reviendra après l'exposé de la théorie sur l'examen de ces résultats pour montrer comment il est possible de les interpréter.

III. Théorie du redressement.

Cette théorie fera uniquement appel au schéma équivalent classique du détecteur, rappelé sur la figure 28. La résistance du semi-conducteur r est fixe, seule la résistance du contact, R_1, varie. On admettra, pour simplifier, que la caractéristique du contact, en courant continu, est définie par

$$(3) \quad \begin{cases} v' = v_0 & \text{si } i > 0 \\ v' = v_0 + iR_1 & \text{si } i < 0 \end{cases}$$

a) on désigne souvent cette résistance sous le nom de résistance interne du détecteur ; en réalité, ce dernier n'étant pas un système linéaire ne se comporte pas exactement comme un générateur simple ; en particulier la puissance fournie à une charge ne varie pas avec celle-ci suivant la loi habituelle ; on donnera plus loin la loi théorique de variation.

Celle du détecteur est alors, d'après (1)

$$(4)\qquad \begin{cases} v = v_0 + ir & \text{si } i > 0 \\ v = v_0 + iR & \text{si } i < 0 \end{cases}$$

La caractéristique expérimentale, celle de la figure 2, par exemple, est remplacée par deux demi-droites : le passage d'un état à l'autre se fait pour une tension positive v_0 qu'on appellera tension de blocage.

En *régime variable*, le passage d'un état à l'autre a lieu, pour le déblocage, lorsque la tension *aux bornes du contact* tend à devenir supérieure à v_0 et, pour le blocage, lorsqu'elle devient inférieure à v_0.

Pour commencer on supposera que v_0 est nulle. C sera supposée constante.

Notations utilisées.

C capacité du contact (figure 28) ;

C_0 capacité de la cartouche du détecteur (figure 7) ;

i courant instantané total traversant le contact ;

i_0 courant continu réduit $i_0 = \dfrac{R_1}{R} I_0 \dfrac{r}{V}$

i_1 courant actif réduit $i_1 = \dfrac{R_0}{R} I \dfrac{r}{V}$

i'_1 courant réactif réduit $i'_1 = \dfrac{R}{R_1} I' \dfrac{r}{V}$

I_0 courant redressé : courant continu traversant le contact ;

I composante fondamentale active du courant ;

I' composante fondamentale réactive du courant ;

L_0 self induction de la pointe du détecteur (fig. 7) ;

m angle de passage $= 2\pi(1 - m)$

P perte de conversion avec source adaptée ;

r résistance du semi-conducteur (fig. 28) ;

R_0 résistance de charge de la tension redressée (fig. 28) ;

R_1 résistance du contact en polarisation négative (fig. 28) ;

R résistance du détecteur en polarisation négative (fig. 28) ;

T période ;

u tension réduite $u = \dfrac{R_1}{R} v'$

v tension instantanée aux bornes du « détecteur réduit » (fig. 28) ;

v_0 tension positive de blocage du contact (fig. 29) ;

v' tension instantanée aux bornes du contact ;

V_0 tension redressée, tension continue aux bornes du détecteur ;

V tension alternative de crête appliquée au « détecteur réduit ;

W puissance alternative ;

W_0 puissance continue ;

Y admittance du « détecteur réduit » ;

Z impédance du « détecteur réduit » (fig. 28) ;

Z_0 impédance du détecteur avec pointe et cartouche (fig. 7) ;

θ_0 phase du blocage ;

ρ rendement énergétique ;

τ constante de temps ;

φ phase du détecteur bloqué ;

ω pulsation fondamentale.

A. — Méthode de calcul.

On utilisera une méthode de calcul classique [11].

Considérons le montage de détection représenté sur la figure 30 ; (a).

Le circuit bouchon accordé sur le fondamental, réalise un court circuit pour les harmoniques. Soit

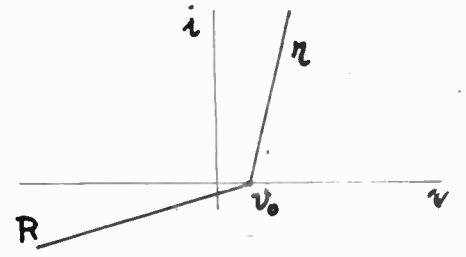


Fig. 29. — Caractéristique schématique d'un détecteur

V_0 la tension détectée. La tension alternative fournie par la source est sinusoïdale, d'amplitude V. La tension v aux bornes du détecteur réduit, schématisé sur la figure 28, peut s'écrire sous la forme :

$$v = V\cos(\omega t + \theta_0) - V\cos\theta_0 \qquad (5)$$

et l'on a $$V_0 = V\cos\theta_0 \qquad (6)$$

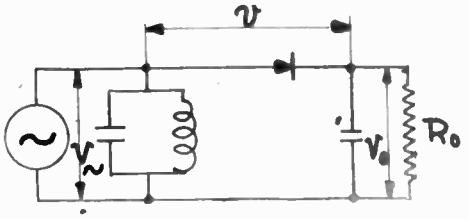


Fig. 30. — Montage de détection

Utilisant le schéma de la figure 28 et la caractéristique définie par (3) et (4) on peut calculer le courant traversant le détecteur ; on en déduit l'impédance et la puissance.

Le calcul est particulièrement facile en l'absence de capacité de contact C. On va le faire d'abord ici avant d'aborder le cas général.

B. — Redressement sans capacité.

Dans ce cas, on a, au cours d'une période, d'après (4) (5) et (6) :

$$i = \frac{V}{R}\cos(\omega t + \theta_0) - \frac{V}{R}\cos\theta_0 \qquad (7)$$

pour $0 < t < m\,T$

a) Voir un schéma analogue utilisé pour l'étude des mélangeurs [12].

$$i = \frac{V}{r}\cos(\omega t + \theta_0) - \frac{V}{r}\cos\theta_0$$

pour $m\ T < t < T$

avec : $m = 1 - \frac{\theta_0}{\pi}$ (8)

Sur la figure 31 sont représentées les variations de v et de i au cours de deux périodes.

Décomposant i en série de Fourier, on a aisément :

$$i_0 = \frac{R}{R_1} I_0 \frac{r}{V} = \frac{\sin\theta_0}{\pi} - \left(\frac{\theta_0}{\pi} + \frac{r}{R_1}\right)\cos\theta_0 \quad (9)$$

$$i_1 = \frac{R}{R_1} I \frac{r}{V_0} = \left(\frac{\theta_0}{\pi} + \frac{r}{R_1}\right) - \frac{\sin\theta_0\cos\theta_0}{\pi} \quad (10)$$

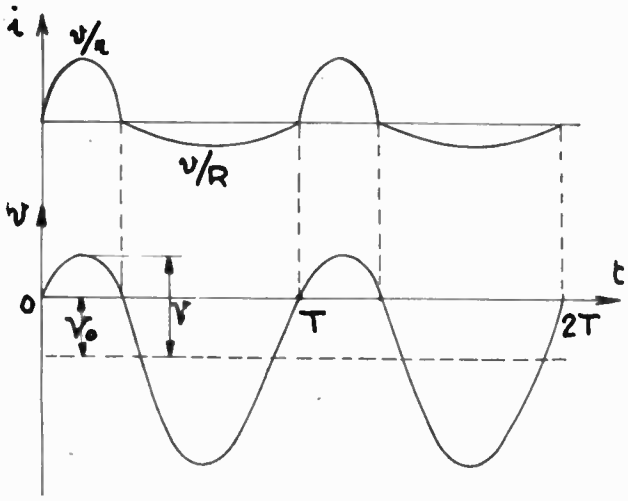


Fig. 31. — Tension et courant dans le phénomène de détection pour un cristal sans capacité.

De plus, si le courant I_0 débite sur une résistance de charge R_0 on a :

$$V_0 = R_0 I_0 \quad (11)$$

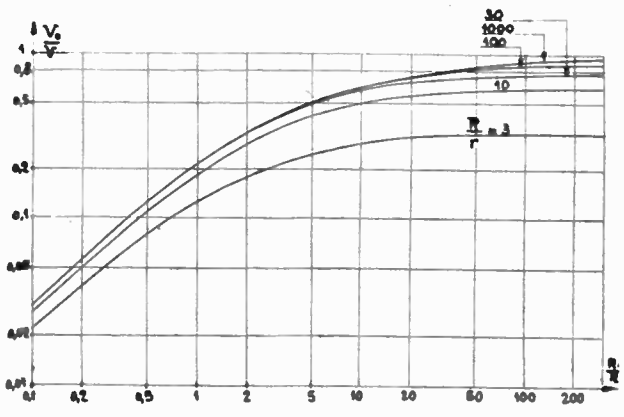


Fig. 32. — Tension détectée à tension HF constante en fonction de la résistance d'utilisation pour divers détecteurs sans capacité.

D'après (9) on a donc :

$$R_0 = r\,\frac{\frac{R}{R_1}\cos\theta_0}{\frac{\sin\theta_0}{\pi} - \left(\frac{\theta_0}{\pi} + \frac{r}{R_1}\right)\cos\theta_0} \quad (12)$$

Et, d'après (10), l'impédance est :

$$Z = r\,\frac{\frac{R}{R_1}}{\left(\frac{\theta_0}{\pi} + \frac{r}{R_1}\right) - \frac{\sin\theta_0\cos\theta_0}{\pi}} \quad (13)$$

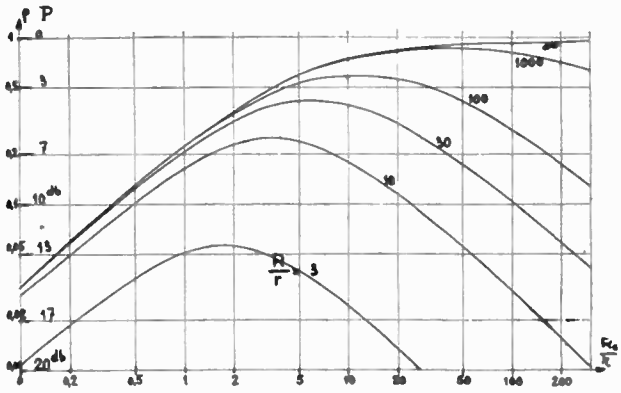


Fig. 33. — Rendement énergétique et perte de conversion en fonction de la résistance d'utilisation, pour divers détecteurs sans capacité.

Enfin, les puissances sont :

$$W_0 = \frac{V_0^2}{R_0} \quad (14)$$

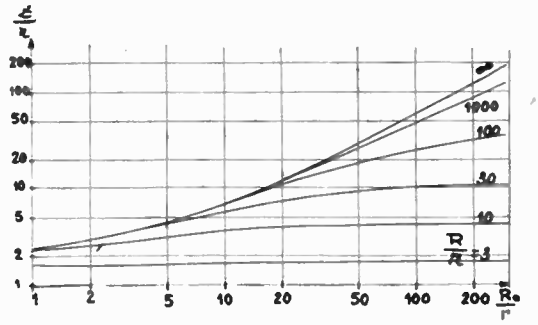


Fig. 34. — Impédance HF en fonction de la résistance d'utilisation pour divers détecteurs sans capacité.

$$W = \frac{V^2}{2Z} \quad (15)$$

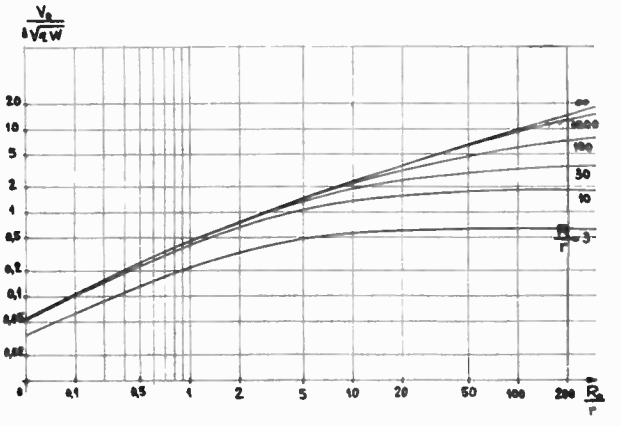


Fig. 35. — Tension détectée à puissance H. F. constante, en fonction de la résistance d'utilisation pour divers détecteurs sans capacité.

Les formules (6) et (12) à (15) résolvent, en fonction du paramètre θ_0, le problème du redressement.

Les figures 32 à 35 donnent, en fonction de la résistance de charge R_0 et pour diverses valeurs

du rapport des résistances directes et inverses R/r, le rendement en tension, la perte de conversion, l'impédance H F et enfin la tension redressée à puissance alternative fixe.

L'examen de ces abaques montre que, si le rapport R/r n'est plus très grand, le rendement en tension baisse et la perte de conversion augmente rapidement. Ainsi, pour $R = 10r$, la tension détectée n'atteint jamais 65 % de la tension alternative de crête et la perte de conversion dépasse toujours 6 db.

REMARQUE.

On a négligé v_0 dans notre calcul. Si on veut en tenir compte il y a lieu de modifier seulement (6) et (12) qui deviennent :

$$V_0 = V \cos \theta_0 - v_0 \qquad (15)$$

et

$$R_0 = r \frac{R}{R_1} \frac{\cos \theta_0 - \frac{v_0}{V}}{\frac{\sin \theta_0}{\pi} - \left(\frac{\theta_0}{\pi} + \frac{r}{R_1}\right)} \qquad (17)$$

On étudiera plus en détail, dans le cas du détecteur avec capacité les modifications qui résultent de ces nouvelles équations. Elles font apparaître une réduction des rendements en tension et en puissance lorsque le niveau diminue, les valeurs données dans les abaques étant les valeurs asymptotiques maximum.

C. — DÉTECTEUR AVEC CAPACITÉ.

Au cours d'une période, la capacité C sera court-circuitée tant que le contact sera débloqué ; mais le reste du temps elle shuntera la résistance R_1, réduisant ainsi l'impédance du contact.

On peut, pour tenir compte de la capacité, reprendre le calcul précédent en utilisant, au lieu des résistances r et R, les impédances r et $r + \frac{R_1}{1 + j R_1 C\omega}$

Il suffirait de remplacer dans les abaques des figures 32 à 35 le rapport R/r par le rapport des modules des impédances.

$$\frac{R}{r} \frac{\sqrt{1 + (r \frac{R_1}{R} C \omega)^2}}{\sqrt{1 + (R_1 C \omega)^2}}$$

c'est-à-dire, si : $R_1 C \omega \gg 1$

$$\frac{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}{\omega \tau}$$

en posant :

$$\tau = \frac{R_1}{R} r C \qquad (18)$$

Sur cette expression, on voit que, dès que $\omega\tau$ n'est plus très petit devant l'unité, le rendement de la détection doit décroître très vite. Ainsi, pour $\omega \tau = 0{,}1$ on devrait avoir un rendement énergétique inférieur à 25 %, et pour $\omega\tau = 0{,}5$, celui-ci ne devrait pas atteindre 4 %.

L'expérience montre au contraire une diminution beaucoup plus lente du rendement avec la fréquence. Diverses interprétations physiques en ont été recherchées [6]. On va montrer comment une étude plus attentive du phénomène de détection fait apparaître une diminution lente du rendement avec la fréquence, en bon accord avec les mesures faites.

a) *tension aux bornes du contact.*

La tension alternative appliquée aux bornes du détecteur est supposée sinusoidale. Mais la présence de la capacité C, aux bornes du contact, y assure une inertie dans les variations de la tension ; celles-ci, bien que périodiques *ne sont plus sinusoidales* ; il n'est pas possible, par conséquent, de considérer la capacité comme une impédance $1/jC\omega$.

Il faut, pour étudier le mécanisme du redressement par un système correspondant au schéma de la figure 28, ayant les caractéristiques non linéaires (3), détailler les phases successives du fonctionnement au cours d'un cycle. Les phénomènes produits lors du blocage et du déblocage du contact peuvent être considérés comme des phénomènes transitoires ; ceux-ci se produisent chaque fois que la tension aux bornes du contact tend à devenir inférieure ou supérieure à la tension de blocage.

On étudiera donc spécialement, dans chaque état successif, la tension aux bornes du contact, ce qui permet de connaître la durée du régime correspondant et de fixer le début du régime suivant.

b) *étude des régimes transitoires.*

Le régime qui s'établit lorsque le contact est débloqué est très simple à étudier. Le courant traversant le contact est positif, et la tension y est nulle ; l'impédance du détecteur comprend uniquement la résistance r et le courant est toujours proportionnel et en phase avec la tension appliquée.

Si cette tension est de la forme :

$$v = V \cos (\omega t + \theta_0) - V \cos \theta_0 \qquad (5)$$

on a : $i = \frac{V}{r} \cos (\omega t + \theta_0) - \frac{V}{r} \cos \theta_0 \qquad (19)$

La fin du régime a lieu lorsque i s'annule, c'est-à-dire, au cours de la période s'étendant de $t = 0$ à $t = T$.

pour : $t = 0 \qquad (20)$

Le régime transitoire qui s'établit alors est défini par :

$$v = V [\cos (\theta + \omega t) - \cos \theta_0] \Upsilon (t) \qquad (21)$$

avec : $i = \frac{v}{r} - \frac{v}{r} \frac{R_1}{R} \frac{1}{p\tau + 1} \qquad (22)$

et, aux bornes du contact.

$$v' = v - ir \qquad (23)$$

p étant le symbole de dérivation de la méthode de Heaviside.

$\Upsilon (t)$ étant la fonction unité telle que :

$$\Upsilon (t) = 0 \qquad \text{pour } t < 0$$

$$Y(t) = 1 \qquad \text{pour } t > 0$$

et τ étant la constante de temps déjà utilisée.

$$\tau = \frac{R_1}{R}\, r\, C \tag{18}$$

Le calcul ne présente pas de difficulté.

Posant : $$u = \frac{R_1}{R}\, v' \tag{24}$$

on a :

$$u = V\,\frac{\cos(\omega t + \theta_0 - \varphi)}{\sqrt{1+\omega^2\tau^2}} - V\cos\theta_0 - V\,\frac{\omega\tau\sin(\theta_0 - \varphi)}{\sqrt{1+\omega^2\tau^2}}\; e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{25}$$

où $$\varphi = \text{arc tg}\ \omega\tau \tag{26}$$

Les deux premiers termes de (25) représentent la valeur asymptotique correspondant au régime stationnaire ; le troisième terme correspond au régime transitoire. La figure 36 donne, à titre d'exemple, les variations de u en fonction du temps pour diverses valeurs de θ_0 et pour $\omega\tau = 2$.

Le régime durera tant que u sera négatif, c'est-à-dire jusqu'à l'instant :

$$t_1 = m\,T \tag{27}$$

première racine de $u = 0$ après $t = 0$.

c) *courant redressé.*

Le courant traversant le détecteur peut se mettre, d'après (23) et (24) sous la forme :

$$i = \frac{v}{r} - \frac{R}{R_1}\,\frac{u}{r} \tag{28}$$

Développant i en série de Fourier, on obtient le courant continu redressé, les courants actifs et réactifs du fondamental, et les divers harmoniques produits dans le détecteur.

Calculant la composante continue, on a : (29)

$$i_0 = I_0\frac{R}{R_1}\frac{r}{V} = \frac{1}{2\pi}\frac{\sin(\theta_0-\varphi)}{\sqrt{1+\omega^2\tau^2}}\left[1+\omega^2\tau^2-\omega^2\tau^2 e^{-\frac{2\pi m}{\omega\tau}}\right] + \frac{1}{2\pi}\frac{|\sin(\theta_0-\varphi+2\pi m)|}{\sqrt{1+\omega^2\tau^2}} - (1-m)\cos\theta_0 - \frac{r}{R_1}\cos\theta_0$$

d) *courant actif.*

Calculant de même la première composante fondamentale, on a : (30)

$$i_1 = I\frac{R}{R_1}\frac{r}{V} = 1 - \frac{m}{1+\omega^2\tau^2} - \frac{1}{2\pi}\frac{\sin\theta_0\cos(\theta_0+\varphi)}{\sqrt{1+\omega^2\tau^2}} - \frac{1}{\pi}\frac{\omega^3\tau^3}{(1+\omega^2\tau^2)^2} + \frac{1}{2\pi}\cos\theta_0\sin(2\pi m+\theta_0) - \frac{1}{2\pi}\frac{\omega\tau}{\sqrt{1+\omega^2\tau^2}}\sin(\theta_0-\varphi)\sin(2\pi m+\theta_0+2\varphi)\,e^{-\frac{2\pi m}{\omega\tau}} + \frac{r}{R_1}$$

e) *courant réactif.*

De même on calcule

$$i'_1 = I'\frac{R}{R_1}\frac{r}{V} = \frac{1}{\pi}\frac{\omega^2\tau^2}{(1+\omega^2\tau^2)^2} - m\frac{\omega\tau}{1+\omega^2\tau^2} + \frac{1}{2\pi}\cos\theta_0\left[\frac{\cos(\theta_0+\varphi)}{\sqrt{1+\omega^2\tau^2}} - \cos(\theta_0+2\pi m)\right] + \frac{1}{2\pi}\frac{\omega\tau}{\sqrt{1+\omega^2\tau^2}}\sin(\theta_0-\varphi)\cos(2\pi m+\theta_0+2\varphi)\,e^{-\frac{2\pi m}{\omega\tau}} \tag{31}$$

Ces courants se calculent aisément. m peut se déterminer graphiquement au moyen de courbes du genre de celles représentées sur la figure 36.

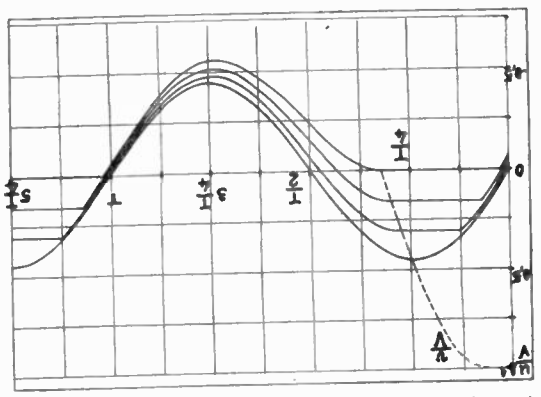


Fig. 36. — Tension aux bornes du contact dans le phénomène de détection, pour un cristal présentant une capacité notable ($\omega\tau = 2$)

On a représenté, sur la figure 37 les variations de $i_0 + \frac{r}{R_1}\cos\theta_0$ et $i_1 - \frac{r}{R_1}$ en fonction de θ_0 pour différentes valeurs de $\omega\tau$.

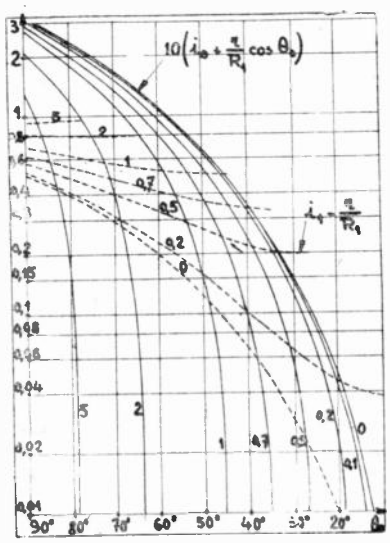


Fig. 37. — Courant continu et fondamental actif en fonction de la « phase de blocage » de la détection.

f) *Caractéristiques de redressement.*

A partir des formules (29) (30) et (31), et des relations :

$$V_0 = V\cos\theta_0 - v_0 \tag{16}$$

et $$V_0 = R_0\, I_0 \tag{11}$$

on obtient aisément toutes les caractéristiques de redressement.

Les figures 38 à 47 donnent un certain nombre de ces caractéristiques, le niveau H.F. étant caractérisé soit par la tension, soit par la puissance.

La figure 38 donne les variations de la tension détectée en circuit-ouvert V_0, en fonction de la fréquence, pour différentes valeurs de la tension H F, V ; en ordonnées est portée la tension détectée relative par rapport à la tension détectée en basse fréquence $(V_0)_0$.

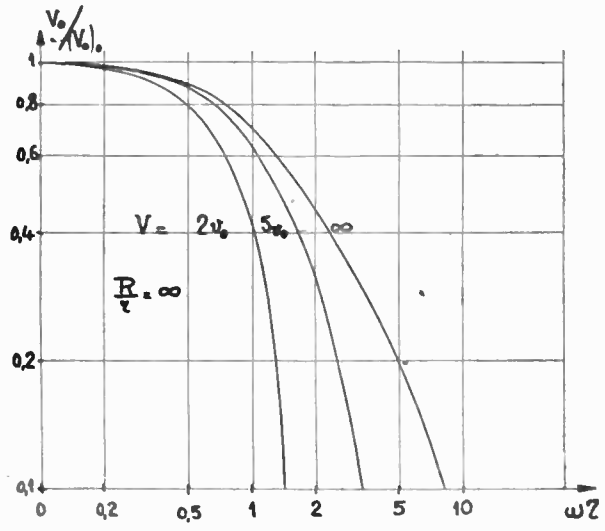


Fig. 38. — Variation de la tension détectée en circuit ouvert, avec la fréquence, pour diverses tensions alternatives appliquées. $(V_0)_0$ tension redressée en B. F.

La figure 39 donne les variations du courant détecté en court-circuit I_0, en fonction de la fréquence, pour différentes valeurs de la tension HF V ; les ordonnées donnent également le courant relatif par rapport au courant en basse fréquence $(I_0)_0$.

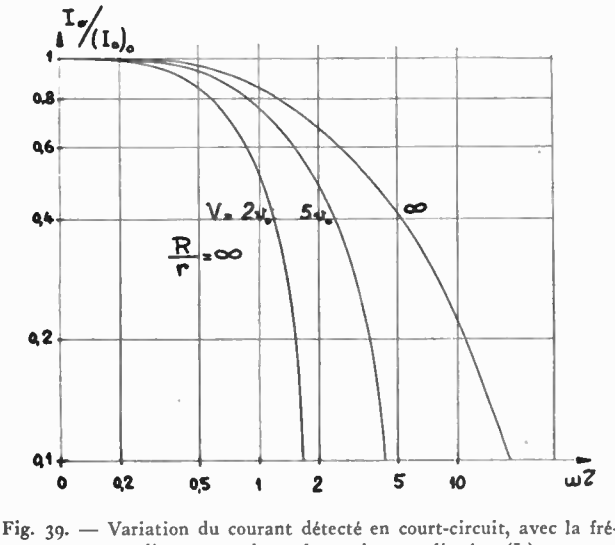


Fig. 39. — Variation du courant détecté en court-circuit, avec la fréquence, pour diverses tensions alternatives appliquées. $(I_0)_0$ courant redressé en B. F.

La figure 40 donne le rendement énergétique ρ et la perte de conversion avec source adaptée P en fonction de la résistance d'utilisation R_0 pour différentes fréquences ; les courbes sont tracées dans le cas d'une tension HF très grande devant v_0 (d'une puissance très grande devant v_0^2/r) et d'un rapport R/r infini.

La figure 41 donne, pour une fréquence telle que $\omega\tau = 0{,}3$, les variations du rendement énergétique ρ et de la perte de conversion avec source adaptée P en fonction de la charge R_0 pour différentes valeurs de la puissance W absorbée ; le rapport des résistances inverse et directe du détecteur R/r est supposé infini.

La figure 42 donne en fonction de la fréquence

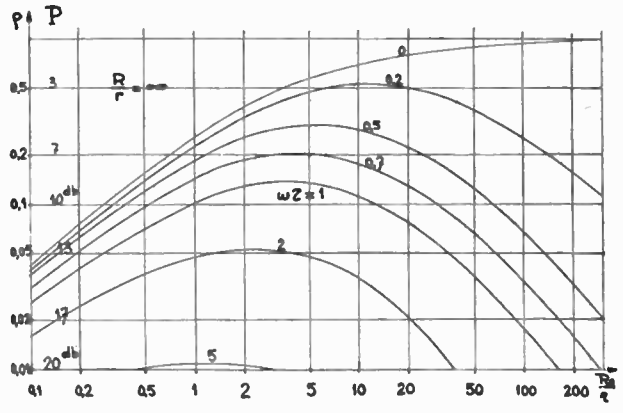


Fig. 40. — Variation du rendement énergétique ρ ou de la perte de conversion avec source adaptée, P, en fonction de la charge, à différentes fréquences. Puissance infinie, R/r infini.

la tension détectée en circuit ouvert V_0, pour différentes puissances absorbées W : les courbes ont été tracées pour un rapport R/r égal à 100 ; deux autres courbes donnent la valeur de V_0 pour $R/r = 10$ ou $R/r = 1.000$ et une puissance très élevée.

La figure 43 donne, en fonction de la fréquence, le courant détecté en court circuit, pour différentes puissances absorbées W.

La figure 44 donne, en fonction de la fréquence,

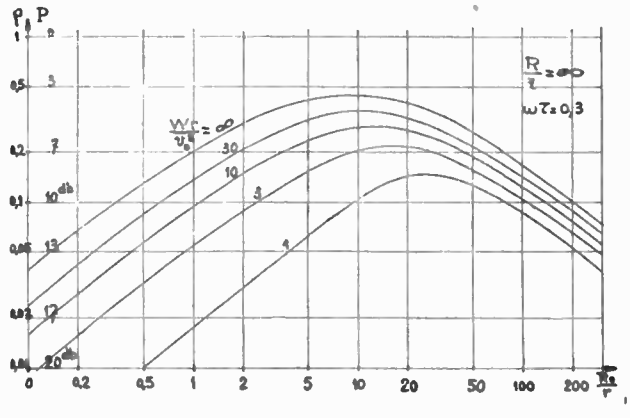


Fig. 41. — Variation du rendement énergétique ρ ou de la perte de conversion avec source adaptée. P, en fonction de la charge, pour différents niveaux de puissance HF.
Fréquence fixe $\omega\tau = 0{,}3$, R/r infini.

la valeur de la résistance de charge R_0 donnant, à source adaptée, une perte de conversion minimum ainsi que cette perte de conversion P et le rendement énergétique ρ correspondant, pour diverses puissances W absorbées ; les courbes sont tracées dans le cas d'un rapport R/r égal à 100 ; une autre courbe donne des valeurs pour R/r égal à 1.000.

La figure 45 donne la tension détectée en circuit ouvert V_0 en fonction de la puissance W absorbée, pour différentes fréquences ; le rapport R/r est pris égal à 100.

La figure 46 donne le courant détecté en court-circuit I_0 en fonction de la puissance W absorbée, pour différentes fréquences.

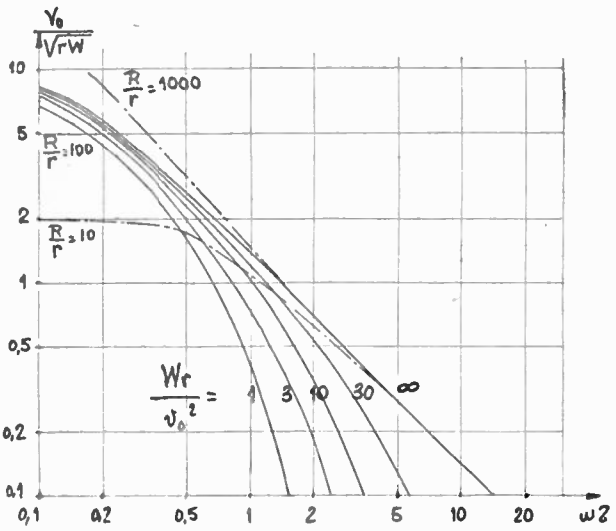


Fig. 42. — Variation de la tension détectée en circuit ouvert, en fonction de la fréquence, pour diverses puissances HF absorbées W
———— $\frac{R}{r}=100$
— . — . $R/r = 10$ ou 1000, W infini.

Enfin la figure 47 donne, en fonction de la puissance W, la résistance de charge donnant, à source adaptée, une perte de conversion minimum, ainsi que cette perte de conversion P et le rendement

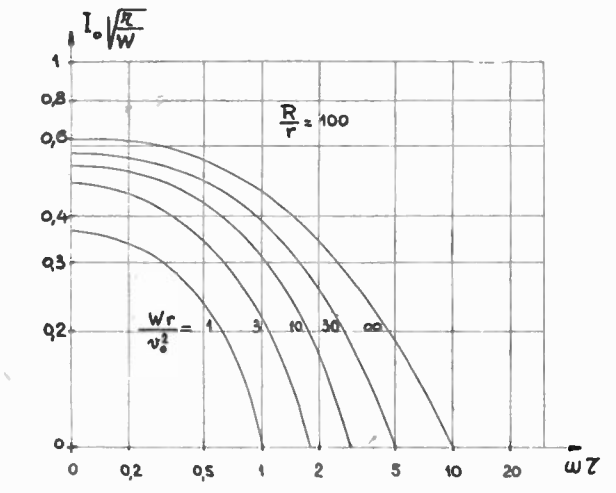


Fig. 43. — Variation du courant détecté en court circuit, en fonction de la fréquence, pour diverses puissances HF absorbées W,

énergétique ρ correspondant, pour différentes fréquences ; les courbes ont été tracées pour un rapport R/r égal à 100.

g) *Impédance.*

Les relations (30) et (31) donnent directement l'admittance complexe du contact détecteur, en fonction du paramètre $\omega\ \tau$ et de la phase de blocage θ_0.

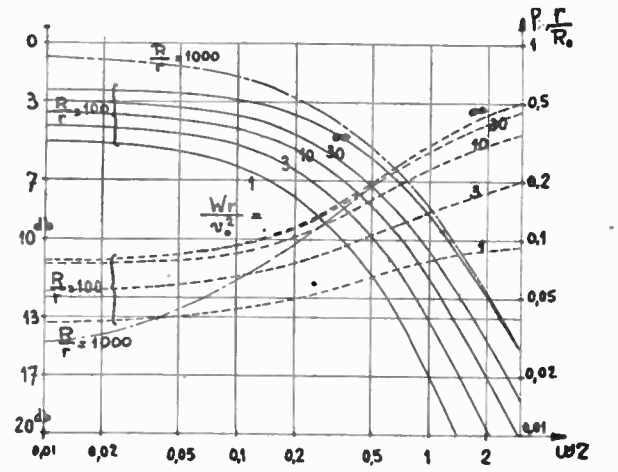


Fig. 44. — Variations de la perte de conversion minimum P ou du rendement énergétique ρ, et de la résistance de charge R_0 optimum, en fonction de la fréquence, pour différentes puissances HF absorbées W.
———— variations de ρ et P ; $\frac{R}{r}=1\,000$
— — — — variations de R_0 $\frac{R}{r}=100$
— . — . variations correspondantes pour $\frac{R}{r}=1\,000$

La figure 48 donne, pour certaines valeurs de $\omega\ \tau$, le lieu des admittances γ du détecteur réduit (sans sa cartouche) lorsque θ_0 varie ; c'est le lieu

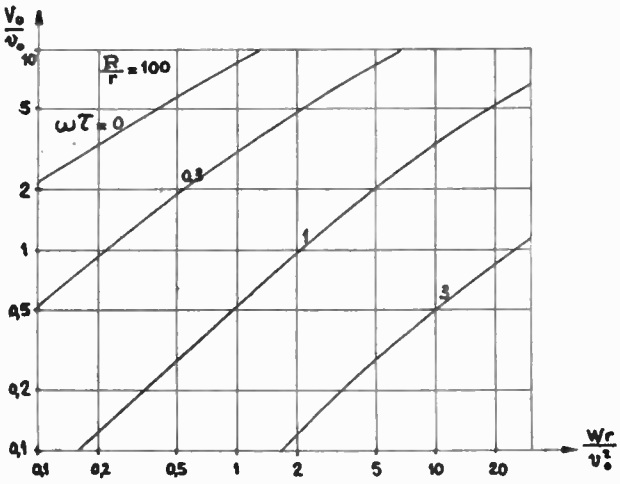


Fig. 45. — Tension détectée en circuit ouvert, en fonction de la puissance HF absorbée, à diverses fréquences. $\frac{R}{r}=100$

des admittances d'un cristal lorsque les conditions de fonctionnement (niveau HF, résistance de charge) varient, la fréquence restant fixe.

La figure 49 donne les impédances correspondantes. Ces deux figures ont été tracées dans le cas d'un rapport R/r infini. Dans le cas où R/r n'est pas infini, les courbes, lieu des admittances du contact, représentées sur la figure 48 doivent être déplacées suivant l'axe réel de la quantité $1/R_1$. Le lieu des impédances, inverse du précédent, se trouve ainsi légèrement décalé ; l'écart est en général, négligeable pour les valeurs de R/r usuelles ; seule l'échelle en θ_0 se déplace, assez faiblement d'ailleurs.

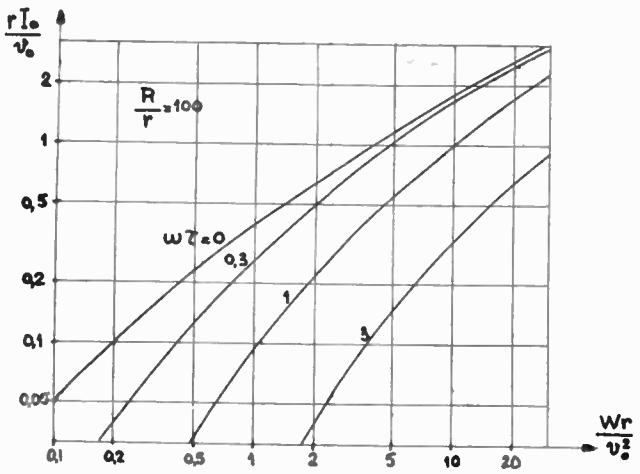


Fig. 46. — Courant détecté en court circuit, en fonction de la puissance HF absorbée, à diverses fréquences. $\frac{R}{r} = 100$

On voit sur la figure 49 que le lieu des impédances pour $\omega\ \tau$ constant est sensiblement un arc d'un cercle passant par l'origine et dont le centre est voisin de l'axe imaginaire. Dans le cas général où le rapport R/r est quelconque le centre de ce cercle a approximativement pour coordonnées $\frac{r}{2} \cdot \frac{R_1}{R} \cdot \frac{1}{2jC\omega}$

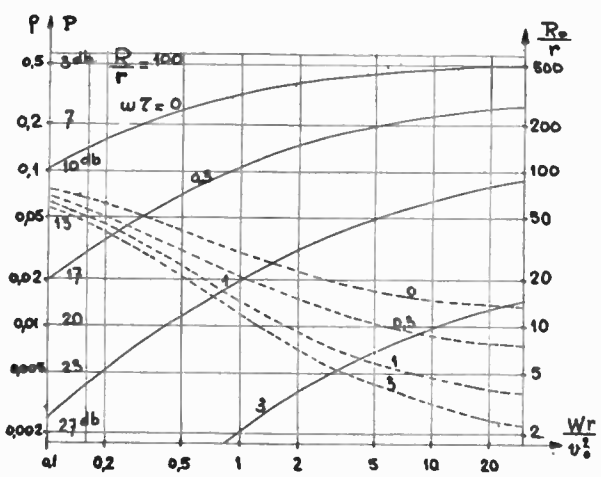


Fig. 47. — Perte de conversion minimum P ou rendement énergétique ρ et résistance de charge R_0 optimum en fonction de la puissance HF absorbée, à diverses fréquences. $R/r = 100$

Il en résulte, comme on l'a déjà signalé lors de la description des mesures que le diamètre est voisin de $1/C\omega$.

IV. Examen des résultats expérimentaux.

D'après la théorie qui vient d'être exposée, un détecteur est caractérisé par quatre paramètres : r, R, v_0 et C et son fonctionnement dépend de la fréquence $\omega/2\pi$.

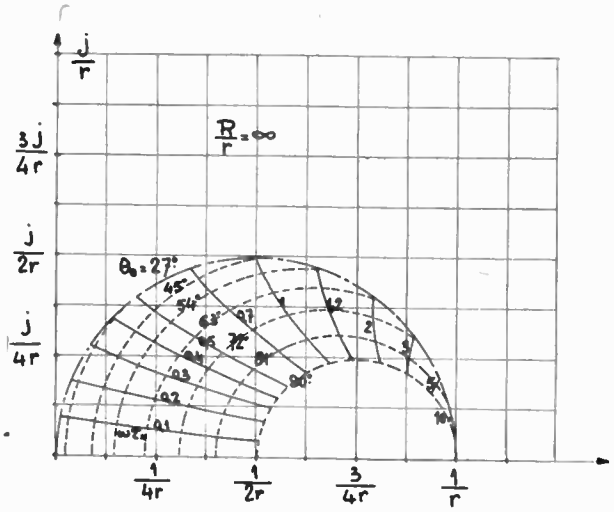


Fig. 48. — Lieu des admittances du détecteur réduit (sans sa cartouche ni sa pointe).
θ_0 phase de blocage. τ constante de temps.

On a vu, à propos de la description des mesures comment il est possible de connaître ces différents éléments.

Donnons en les ordres de grandeur pour les détecteurs anglais :

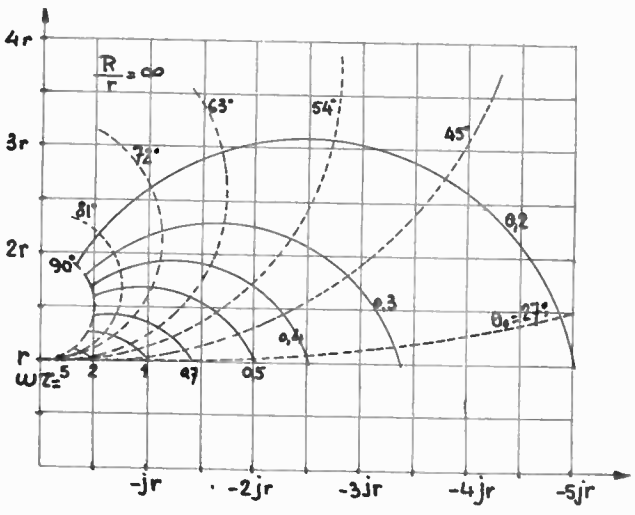


Fig. 49. — Lieu des impédances du détecteur réduit (sans sa cartouche ni sa pointe).
θ_0 phase de blocage. τ constante de temps.

$r = 15\,\Omega$ à $45\,\Omega$
$R > 500\,\Omega$
$C = 0{,}6\ pf$ à $1{,}8\ pf$
$v_0 = 0{,}15\ v$ à $0{,}35\ v$

Rappelons que :

$$C_0 = 0{,}38\ pf \pm 0{,}01\ pf$$
$$L_0 = 4{,}3\ m\mu H \pm 0{,}4\ m\mu H$$

Pour les détecteurs allemands r et v_0 sont plus élevés, R souvent faible ; C est du même ordre.

Nous allons maintenant comparer les caractéristiques expérimentales obtenues pour les détecteurs étudiés aux caractéristiques théoriques déduites des valeurs des paramètres.

a) Mesures d'impédance :

Considérons le détecteur anglais n° 8967 (Fig. 4) dans son premier état. D'après les mesures :

$$\begin{cases} r = 20\ \Omega \\ R > 10.000\ \Omega \\ C = 1{,}2\ pf \\ v_0 = 0{,}2\ v \end{cases}$$

A la longueur d'onde de 10 cm :

$$\omega\ \tau = 0{,}45$$

En comparant les figures 23 et 49 on constate certains écarts. Les points relevés à un niveau HF élevé (20 mW environ) sont situés, pour les résistances de charge R_0 élevées, c'est-à-dire pour les grandes tensions détectées, en dehors du cercle théorique. Cet écart est dû à la réduction de la capacité C pour les polarisations négatives du détecteur.

Les points correspondant à une résistance de charge R_0 nulle se distribuent le long du cercle suivant une disposition compatible avec les puissances HF correspondantes ; mais les points relevés avec résistance de charge infinie se situent plus près de l'axe imaginaire que la théorie ne le laisse prévoir. Il est difficile d'interpréter cet écart ; on peut imaginer que la résistance r est partiellement shuntée par la capacité C, de telle sorte que tout se passe comme si r avait une valeur inférieure à celle relevée sur les caractéristiques continues.

Il est intéressant d'examiner les modifications produites sur les impédances par la détérioration progressive d'un détecteur. A cet effet les résultats relatifs aux détecteurs dont les caractéristiques en courant continu sont données sur les figures 4 et 5 sont particulièrement typiques. Le passage du premier au deuxième état du détecteur n° 8967 n'est pratiquement pas décelable sur les impédances HF. Pour le détecteur n° 9009 ce passage produit un décalage des points à charge R_0 infinie ; ce déplacement correspond à une augmentation de 6_0 parfaitement compatible avec la théorie, si on suppose que r et C n'ont pas varié et que seul R a diminué.

Enfin pour le détecteur n° 1993, si l'écart entre le premier et le deuxième état n'est pas sensible, le passage du deuxième au troisième a changé complètement l'impédance, le point représentatif se situant complètement à l'extérieur du cercle précédent.

En résumé on peut dire que la détérioration du contact produit d'abord simplement une réduction de la résistance inverse avant d'entraîner une modification totale des propriétés électriques.

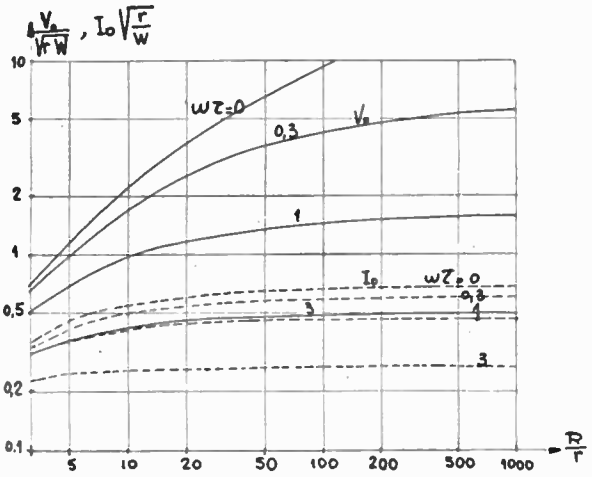


Fig. 50. — Variations de la tension détectée en circuit ouvert et du courant en court circuit, en fonction de la résistance inverse R, à diverses fréquences.

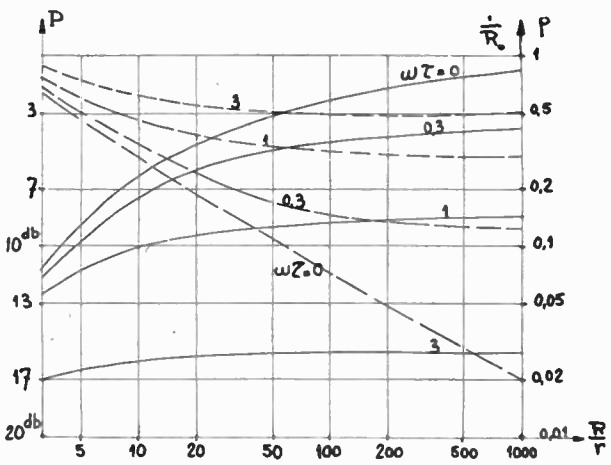


Fig. 51. — Variations de la perte de conversion minimum P ou du rendement énergétique ρ et de la résistance de charge optimum R_0 en fonction de la résistance inverse du détecteur R, à diverses fréquences.
———— perte de conversion et rendement énergétique ;
— — — — résistance de charge.

b) Puissance.

On peut faire sur les figures 24 à 27 et 40 à 47 une comparaison des rendements énergétiques théoriques et expérimentaux relevés sur le cristal n° 8967.

On constate également certains écarts.

Le courant détecté en court-circuit est compatible avec les valeurs théoriques ; mais la tension détectée en circuit ouvert est supérieure aux prévisions du calcul.

ANALYSES

1. — *La pagination adoptée permet de détacher facilement les analyses du reste de la revue.*

2. — *Le nombre qui précède chaque analyse est celui de la classification décimale adoptée par le Laboratoire National de Radioélectricité (voir O. E., 228, mars 1946, pages 1A-7A).*

3. — *Les références bibliographiques comportent, après le titre de l'article et le nom de l'auteur, le titre abrégé de la revue, le tome (en caractères gras), éventuellement le numéro du fascicule, le mois et l'année, et enfin l'indication des pages.*

4. — *Pour les abréviations utilisées pour les titres des principales revues citées, se reporter à : O. E. 228, mars 1946, page 1A.*

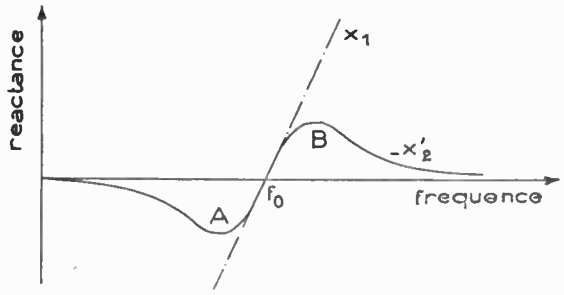
T. 3. — PRODUCTION DES OSCILLATIONS ÉLECTRIQUES

362. — Modulation de fréquence d'un oscillateur

par M. GAVIN, *Wireless Engineer*. Septembre 1948.

L'auteur étudie un système qui donne des ondes modulées en fréquence. Un générateur est placé dans un primaire couplé à un secondaire ; il peut dans certaines conditions exister trois fréquences f_1, f_2, f_3 pour lesquelles la réactance du circuit équivalent est nulle ; le fonctionnement du système est alors stable sur les fréquences extrêmes f_1 et f_3.

Si maintenant les circuits primaires sont accordés sur une même fréquence d'accord f_0, on a $f_2 = f_0$. Si de plus les éléments des circuits sont tels que $\omega_0 M = R_2 \sqrt{\frac{L^1}{L_2}}$ les fréquences f_1, f_2, f_3 sont confondues en f_0 (voir figure).



Dans ces conditions, une faible variation de réactance provoque une assez large déviation de fréquence suivant une loi à peu près linéaire.

Avec un montage utilisant 2 triodes *EV*55 et fonctionnant sur 500 Mc/s une excursion de 10 Mc/s a été obtenue.

Pour réduire la $m\,d\,A$ qui accompagne la $m\,d\,F$, on peut limiter l'excursion de fréquence.

R. R.

—.— $\times_1$ = réactance du primaire

— $\times'_2$ = réactance ramenée par couplage.

T. 5. — EXPLOITATION ET APPLICATIONS

542. 0 — Technique et pratique de la Télévision.

P. HEMARDINQUER, *Ingénieur-Conseil*, Membre de la British television society » (Un volume 336 pages avec 228 figures). Editeur Dunod.

Le livre de M. Hemardinquer donne une vue d'ensemble de la télévision. Après en avoir fait l'historique et passé en revue les différents systèmes qui furent utilisés, l'auteur nous conduit jusqu'aux techniques les plus récentes. Après quelques rappels sur l'optique et la perception des images, il examine les divers problèmes qui se posent en télévision. Il étudie la transmission des images à haute et basse définition et consacre plusieurs chapitres à l'analyse de l'image à l'émission et à la réception. Les derniers chapitres sont consacrés aux problèmes les plus récents : télévision sur grand écran, télévision en couleur, télévision en relief.

J. T.

542. — 2. 277. — La réduction des brouillages en télévision.

P. S. RAND, *Electronics*, juin 1949, p. 70-76.

Les récepteurs commerciaux de télévision donnent ordinairement de bons résultats si la valeur du champ atteint 5.000 microvolts par mètre en ville, 500 à la campagne. Mais certains d'entre eux, installés dans des zones industrielles. ne captent pas plus de 9 microv/m : ils deviennent alors très sensibles aux brouillages, et l'auteur reproduit une collection de photographies montrant que le télé-spectateur a, dans ce cas, des images tout à fait décevantes.

L'article passe en revue les causes et les remèdes possibles : parmi les plus fâcheux perturbateurs, il cite les récepteurs voisins dont le re-rayonnement est intense — les postes de diathermie — les allumages de moteurs — les émetteurs rapprochés (y compris leurs harmoniques) — enfin les appareils électrodomestiques. Quant aux remèdes, dont certains sont applicables à la source et d'autres au récepteur même, ils consistent toujours à appliquer le même arsenal technique : filtrer, neutraliser, blinder, augmenter la sélectivité haute fréquence (dont certains récepteurs américains sont, paraît-il, totalement dépourvus) ; assurer une synchronisation solide. Quelques schémas et conseils pratiques sont donnés.

P. D

555. — Les Radars utilisant l'effet DOPPLER.

E. J. BARLOW, *Proc. Inst. rad. Eng.*, avril 1949, 37, 4, 340/355.

Lorsqu'un Radar détecte un objet mobile, la fréquence de l'écho reçu diffère de la fréquence transmise, et l'on peut en profiter, soit pour une détermination directe de la vitesse radiale à partir de cet écart, soit pour une élimination automatique de certains échos fixes ou presque fixes.

L'article passe en revue diverses solutions, en paraphrasant quelques chapitres de l'ouvrage « Radar System Engineering « de Ridenour, auquel il renvoie fréquemment.

Il envisage d'abord le système le plus simple, avec émetteur et récepteur à ondes rigoureusement entretenues. La sensibilité est limitée par l'action directe de l'émetteur (et de ses modulations parasites) sur le récepteur ; d'autre part on n'obtient aucune indication de portée, ni aucun « pouvoir séparateur » ; mais, en raison de sa simplicité, la méthode peut s'employer dans certain cas (mesure de la vitesse des projectiles, fusée de proximité ...). L'auteur examine ensuite les systèmes avec découpage et commutation périodique émission/réception (sans arriver à des impulsions brèves) ; la fréquence « Doppler » est conservée, si l'on prend soin d'hétérodyner le signal avec sa propre émission en respectant la « cohérence » de phase malgré les commutations. En éliminant les composantes de la fréquence de répétition, on peut s'arranger pour faire disparaître les échos « fixes ». Quant à la distance, on peut l'avoir sous forme d'une relation de *phase* entre deux fréquences Doppler voisines, ou bien entre la courbe de commutation et la courbe des échos reçus. Divers schémas de principe, et des calculs sur les performances espérées, confir-

ERRATUM

Dans le N° 265 d'Avril 1949, page 7A des analyses, *lire* :

042. — Radio at ultra-high frequencies

publiée par Radio-Corporation of America

Princetown-New-Jersey

RADIOFOTOS

FABRICATION GRAMMONT

une technique éprouvée

TUBES "MINIATURE" Type International

LICENCE R.C.A.

SÉRIE COURANT ALTERNATIF	SÉRIE TOUS COURANTS	SÉRIE PROFESSIONNELLE	
6 BE 6	12 BE 6	0 A 2	6 AU 6
6 BA 6	12 BA 6	2 D 21	6 J 4
6 AT 6	12 AT 6	6 AG 5	6 J 6
6 AQ 5	50 B 5	6 AK 5	12 AU 6
6 X 4	35 W 4	6 AK 6	9001
		6 AL 5	9003

PUBL RAPY

Sté DES LAMPES FOTOS 11, Rue Raspail - MALAKOFF (Seine) Tél: ALÉ. 50-00 • Usines à LYON

Microphone A RUBAN TYPE 42-B

Il restitue intégralement ce qu'il entend

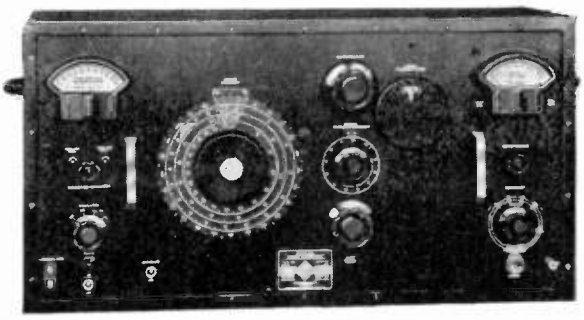
PUBL RAPY

MELODIUM

296, Rue LECOURBE · PARIS XV^e · VAU. 18-66

General Radio Company

CAMBRIDGE — MASSACHUSETTS - U. S. A.



STANDARD-SIGNAL GENERATOR TYPE 805 - C

Fréquence: 16 Kc à 50 Mc — Tension de sortie: 0.1 μV à 2 V. (variation continue) — Impédance de sortie: 37·5-7,1-0,75 ohms — Modulation: 400 et 1.000 pps - 0 à 100 %

La lecture de la tension de sortie s'effectue sur un voltmètre à lampes gradué de 0,1 à 2 V. placé à l'entrée de l'affaiblisseur décimal. La modulation produite par un oscillateur RC, amplifiée par une lampe de puissance, est appliquée à la plaque de la séparatrice, en série avec un circuit accordé HF

Tous renseignements aux

Éts RADIOPHON

0, Rue du Faubourg Poissonnière - PARIS-10^e - TEL. PRO. 52 03 04

AG. PUBLIDIREC DE MERLAC

ment l'intérêt de ces systèmes, par exemple dans le cas d'un radar d'aérodrome en terrain montagneux.

Enfin l'auteur discute les limites imposées à la suppression des échos « fixes » par le mouvement accidentel des obstacles qui les produisent : vagues de la mer, arbres agités par le vent, nuages de pluie ou de bandelettes ; il donne le « spectre de fréquence » attribuable à ces obstacles. P.D. 8-5-49

555. — Technique élémentaire du Radar.

M. A. de SAINT-ROMAN, *ancien élève de l'Ecole Polytechnique, Ingénieur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Aéronautique*, 1 volume VI, 230 pages 140 × 22 avec 137 figures — 148 — Broché. Editeur : Dunod.

Le livre de M. de Saint-Roman rassemble l'essentiel de la technique du Radar. Ce livre, sans comporter de longs développements mathématiques, s'élève largement au dessus du niveau de la simple vulgarisation scientifique.

Après avoir posé le problème de la radio-localisation, l'auteur passe en revue les principaux organes qui entrent dans la constitution d'un radar : aériens et lignes de transmissions — tubes utilisés en haute fréquence — circuits électroniques employés. L'auteur passe ensuite en revue les accessoires et dispositifs dérivés des appareils radar utilisant la modulation par impulsion et termine par l'étude des systèmes de radar basés sur la modulation de fréquence. J. T

T. 6. — DÉTAILS ET CONSTRUCTION DES APPAREILS ET DU MATÉRIEL.

60. — Théorie et Application des Tubes Electroniques.

par D. G. FINK (traduit de l'Anglais)

Ouvrage destiné à donner aux ingénieurs qui ne sont pas des spécialistes de l'électronique, les connaissances nécessaires à l'application de cette branche technique aux différents domaines qui leur sont propres. C'est dire que les développements théoriques sont systématiquement laissés de côté, au bénéfice de descriptions détaillées, de courbes et graphiques, de tableaux de valeurs numériques.

L'exposé qui porte sur près de 300 pages comprend trois parties principales décomposées en 14 chapitres.

I. — Propriétés physiques des électrons (l'électron ; propriétés ; production à l'état libre ; contrôle par des forces électriques et magnétiques).

II. — Les tubes électroniques (construction, principe de fonctionnement, caractéristiques).

III. — Application des tubes électroniques.

Chaque chapitre est suivi d'un certain nombre d'exercices numériques permettant de mettre en évidence des ordres de grandeur.

L'ouvrage édité chez Dunod est bien présenté et abondamment illustré. Sa lecture facile à tous doit être utile à beaucoup R. R

633. — Etude expérimentale des cathodes à oxydes.

Conférences des MM. F. VIOLET et RIETHMULLER à la Société Française des Ingénieurs Techniciens du Vide les 15 février et 1er mars 1949.

Au cours du premier exposé, les conférenciers décrivent la méthode générale qu'ils ont utilisée pour l'étude des matériaux entrant dans la fabrication des cathodes à oxydes. Les tubes expérimentaux sont des doubles diodes comportant chacune d'une part un filament et une anode constituant une première diode de référence et d'autre part, un deuxième filament réalisé à l'aide des matériaux étudiés, et son anode. L'étude du courant de saturation se fait en appliquant à l'anode des tensions positives en forme de demi-sinusoïdes, et en étudiant à l'oscillographe cathodique, la forme de la courbe tension-courant obtenue.

La deuxième conférence est consacrée à l'exposé des résultats obtenus.

En ce qui concerne le nickel servant de métal de base pour les cathodes, il a été reconnu que l'emploi d'un métal trop pur conduit à des émissions électroniques faibles et à des durées de vie insuffisantes. La présence de faibles proportions d'impuretés réductrices de la famille du magnésium (0,1 à 0,2 %) améliore considérablement l'émission et la durée. Une trop grande quantité de manganèse (> 0,5 %) a un effet nocif.

En ce qui concerne les oxydes émissifs, il a été constaté que l'adjonction de calcium aux mélanges habituels de Ba0 et de Sr0 a une heureuse influence sur l'émission. On aboutit ainsi à un mélange triple contenant 1 de baryum, 1,18 de Strontium et 0,24 de calcium. Les impuretés alcalines telles que la soude sont très dangereuses.

T. 9. DIVERS.

9. — Bases de la Technique des Tubes de T. S. F.

J. DEKETH, *Ingénieur diplomé de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Zurich.*

Volume I. — Introduction aux bases physiques, aux propriétés et applications des tubes récepteurs et amplificateurs, le tout conformément au stade de la technique du mois de septembre 1947. XXII-550 pages avec 384 figures et un addendum 1947. Relié toile. Editeur : Dunod.

Le livre de M. Deketh est un exposé très complet et très documenté de la technique actuelle des lampes de T. S. F. Après un rappel des principaux résultats de l'électronique, l'auteur donne un aperçu abondamment illustré des procédés de fabrication. Il étudie ensuite les diverses fonctions des lampes et leurs propriétés électriques ; caractéristiques — fonctionnement des diverses grilles. Il examine également les capacités des tubes, les effets de courbure de la caractéristique et la représentation de celle-ci par une scie exponentielle. Les chapitres suivants sont consacrés aux fonctions des lampes : amplification de sortie — détection du signal H. F. ou M. F. — redressement — génération d'oscillations — changement de fréquence.

L'auteur parle enfin du souffle des tubes amplificateurs et des perturbations provoquées par l'émission secondaire.

Le livre se termine par un addendum contenant un rappel des définitions et formules usuelles ainsi que de nombreux tableaux et courbes.

J. T.

9. — Technique des installations d'énergie.

G. LAEDERICH. *Ingénieur à la Direction des lignes souterraines à grande distance*, 1 Volume de 282 pages, 300 figures. Editeur : J. et R. Sennac. Paris.

Cet ouvrage étudie l'installation des divers appareils et machines électriques : accumulateurs, machines tournantes, machines statiques, appareillage (manuel, automatique), et appareils de mesures.

9. — Mathematics for electricians.

par Martin M. KUCHN, Principal of Technical High School Buffalo, New-York 1 volume de 372 pages 116 figures. Editeur : Me Graw-Hill Book Cy.

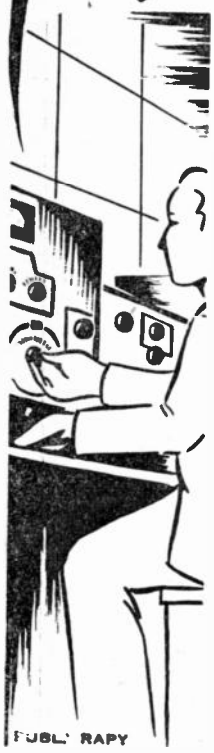
Ce livre est la troisième édition d'un ouvrage de mathématiques élémentaires utiles à l'électricien. Essentiellement pratique il est rempli d'exemples de calculs sur les circuits électriques et les machines. Une série de problèmes est proposée à la fin de chaque chapitre.

Les sujets sont traités dans l'ordre suivant : Addition. Equations simples : Loi d'Ohm, Circuits en série..
Soustraction — Multiplication — Fractions.
Travail et puissance — puissance électrique.
Radicaux. Multiplication et division des polynômes.
Angles. Surfaces et Volumes.
Equation du second degré ;
La règle à calcul — Abaques ;
Circuits en parallèle — Moteurs et Générateurs ;
Lois de Kirchhoff ;
Rapport et Proportion ;
Similitude géométrique ;
Fonctions trigonométriques ;
Exposants et logarithmiques ;
Vecteurs. Quantités complexes. Courant alternatif ;
Circuits triphasés.

En appendice on trouve les tableaux des fils, une table des fonctions trigonométriques de minute en minute, une table de logarithmique de 1 à 2.200 et les réponses numériques des problèmes proposés dans le texte.

Profiter du PLAN MARSHALL

Equiper vos laboratoires de recherches.



HEWLETT hp PACKARD

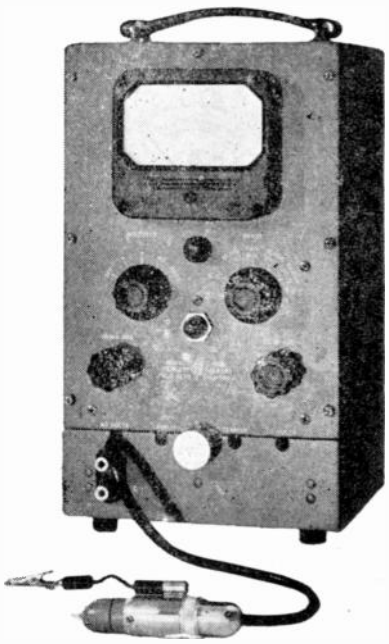
Générateurs UHF jusqu'à 4.000 MC ◈ Voltmètres à lampes HF ◈ Distortiomètres ◈ Atténuateurs ◈ Fréquencemètres électroniques ◈ Générateurs à signaux rectangulaires ◈ Slotted line, etc... etc...

Distributeur exclusif :

RADIO ÉQUIPEMENTS

65, rue de Richelieu, **PARIS-2e**

TÉL. RIC. 49-88



Voltmètre HF 20 ps - 700 MC

ALTER

R. L. Dupuy

Département

radio et télévision

- CONDENSATEURS
  Mica et Céramique
- POTENTIOMÈTRES
  graphités et bobinés
- RÉSISTANCES
  bobinées nues et émaillées
- TRANSFORMATEURS
  Alimentation et B. F
- AUTO-TRANSFOS & SELFS

Catalogue et tarif sur demande à :

M. C. B. ET VÉRITABLE ALTER

S.A.R.L. au capital de 35.000.000 de frs

11, R. Pierre Lhomme, COURBEVOIE (Seine) - Tél DEF. 20-90

Autres Fabrications

Condensateurs Mica de puissance ou spéciaux
Potentiomètres de précision
Résistances et Transformateurs industriels
Régulateurs automatiques de tension "Réguvolt"

GEAD

Noyaux Magnétiques

H.F. B.F.

Supports de bobinage en matière plastique

Matériel professionnel

LIPA

LABORATOIRE INDUSTRIEL de PHYSIQUE APPLIQUÉE

67, Rue Marie-Anne Colombier BAGNOLET (Seine)

Tél. : AVR. 38-87

TABLE DES ANALYSES DU VOLUME XXIX

Nº DE LA CLASSIFICATION DÉCIMALE	TITRES DES ANALYSES	PAGES

T. 0. — Généralités

021. — Compléments de mathématiques à l'usage des Ingénieurs de l'électrotechnique et des Télécommunications par André ANGOT ..... 15 A
041. — Relations entre la vitesse de transmission, la largeur de bande et le rapport signal bruit. C. W. EARP. *Electr. Comm.* juin 1948. 178-195 ..... 11 A
042. — Radio at ultra high frequence. Articles du *P.I.R.E.* et de *R.C.A. Review* ..... 7 A
063. — Abaques de radio, par A. de GOUVENAIN. ..... 5 A

T. 1. — Mesures

122. 1. — Circuit électronique parabolique. *J. Scient. Instr.*, juin 1948. 200-202 ..... 8 A
132. — Mesures dans les diélectriques solides en hyper-fréquences. W. H. SURBER. C.E. CROUCH. *J. Appl. Phys.*, décembre 1948. p. 1130-1139 ..... 11 A
134. 2. — Mesures dans les diélectriques solides en hyper-fréquences. W. H. SURBER. G. E. CROUCH. *J. Appl. Phys.*, décembre 1948, 1130-1139 ..... 11 A
192. — La vitesse de propagation des ondes électromagnétiques déduite des fréquences de résonance d'une cavité cylindrique. L. ESSEN et A.C. GORDON, *Proc. Roy. Soc.*, série A. 194, 2 sept. 1948, p. 3483-61 ..... 1 A

T. 2. — Rayonnement — Propagation

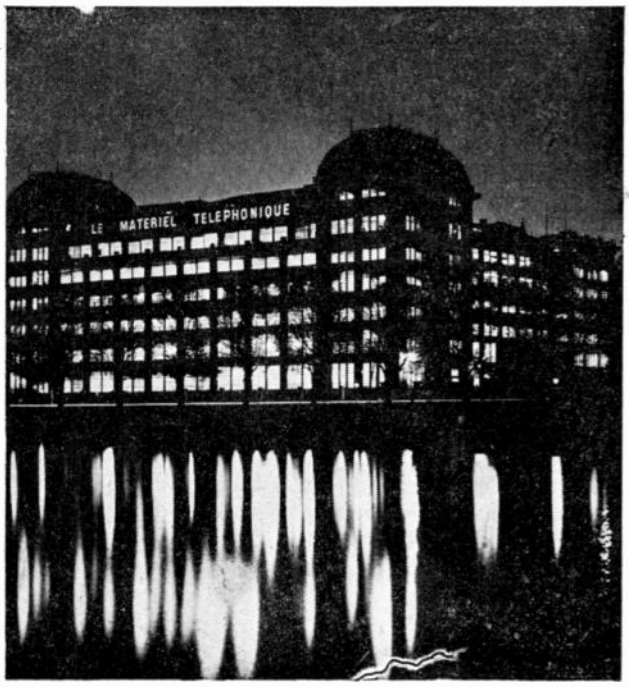
210. — Limitations physiques des antennes omnidirectionnelles. — L. J. CHU. *J. Appl. Phys.*, décembre 1948, 1163-1175 .... 11 A
211. 1. — Théorie de l'antenne biconique. — C. T. TAI, *J. Appl. Phys.*, décembre 1948, 1155-1160 ..... 11 A
212. — Caractéristiques de rayonnement vertical des aériens sur un sol non homogène. — H. KOHLER, *Elektroteckník*, nov. 1948, p. 297-304 ..... 12 A
212. 1. — Nouveaux progrès des Goniomètres de Marine. — H. BUSIGNFS, *Electr. Comm.*, juin 1948, p. 196-203 ..... 12 A
212. 1. — Quelques principes d'établissement des aériens de goniométrie à ondes courtes sur les navires de guerre. — C. CRAMPTON, W. STRUSKINSKI, S. de WALDEN, P. C. REDGMENT, *J. Inst. El. Eng.* III, nov. 1948, p. 437-453 ..... 12 A
212. 2. — Antennes « discones » à gain élevé. — A. G. KANDOJAN. W. SICHAK, R.A. FELSENHELD, *El.. Comm.*, juin 1948, 139-147 ..... 12 A
212. 2. — Progrès des goniomètres automatiques ADCOCK, pour la gamme 100-150 Mc/s. — R. F. CLEANER, *El. Comm.*, décembre 1948, p. 337-362 ..... 15 A
212. 2. — Antennes dirigées hélicoïdales pour utilisation à large bande. — D. KRAUSS, *P.I.R.E.*, 36 oct. 1948, 1236-1242 .. 5 A
212. 5. — Progrès des goniomètres automatiques ADCOCK pour la gamme 100-150 Mc/s. — R. F. CLEAVER, *El. Comm.*, déc. 1948, p. 337-362 ..... 15A
212. 7. — Diagramme de rayonnement de tiges diélectriques. Expérience et théorie. — *R. B.* WATSON, C. W. HORTON, *J. Appl. Phys.*, 19 juillet 1948, p. 661-670 ..... 1 A
221. — Portée de radiocommunications à faible puissance. — M.V. CALLENDAR, *J. Inst. El. Eng.* III, nov. 1948, p. 425-435 12 A
232. 5. — Effets d'« ombre radioélectrique » produits par les inversions du gradient atmosphérique. — W. L. PRICE, *Proc. Phys. Soc.* 61. — 1er juillet 1948, p. 59-78 ..... 1 A
232. 5. — Premiers essais pratiques de télévision en Suisse. — J. DUFOUR, *Techn. Mitt.*, décembre 1948, p. 241-248 ..... 13 A
232. 8. — L'absorption atmosphérique des ondes millimétriques. — H. R. L. LOMONT, *Proc. Phys. Soc.*, 1er déc. 1948, p. 562-569 ..... 12 A
234. — Détermination et prévision de la propagation des ondes courtes et applications aux liaisons navales. — E. BEGHIAM, *J. Inst. El. Eng.* III, septembre 1948, p. 351-361 ..... 1 A
240. — Echos sur la lune et pénétration de l'ionosphère. — F. J. KEER, C. A. SHAM, C. S. HIGGINS. *Nature*, février, 1141. — 310-312 ..... 15 A
240. — Observations ionosphériques au Spitzberg pendant la guerre en 1942-1943. A. B. WHATMAN, *Proc. Phys. Soc.*, 1er mai 1949, p. 307-320 ..... 15 A
248. — Etude des échos radar « transitoires » de l'ionosphère. E. EASTWOOD. K. A. MERCER, *Proc. Phys. Soc.* 61, 1er avril 1948, p. 2 ..... 1 A
253. — Echos sur la lune et pénétration de l'ionosphère. F. J. KERR, C. A. SHAM, C. S. HUYGHENS, *Nature*, février 1949, p. 310-312 ..... 15 A
254. — Effets d'« ombre radioélectrique » produits par les inversions du gradient atmosphérique. — W. L. PRICE, *Proc. Phys. Soc.* 61. 1er juillet 1948, p. 59-78 ..... 1 A
261. — Mesure des constantes diélectriques du sol et de l'eau sur ondes de longueur 3,2 cm. — A. W. STRAITON, C. W. TOLBERT, *J. Franklin Inst.* 246, juillet 1948, p. 13-20 ..... 2 A
261. — L'affaiblissement des ondes électromagnétiques ultra-courtes dans un sol rocheux. — R.I.B. COOPER. *Proc. Phys. Soc.* 61 1er juillet 1948, p. 40-47 ..... 2 A

T. 3. — Production des oscillations électriques

331. 1. — L'amplitude des oscillations dans les générateurs simples à lampes. — A. S. GLADWIN, *Wir. Eng.*, mai-juin 1949, p. 159-170 et 201-209 ..... 16 A
331. 2. — Lampes et circuits à très haute fréquence. R. GAVIN. *Wir. Eng.*, 25 oct. 1948, p. 315-321 ..... 8 A
332. — Microvawe magnetrons (magnétrons pour micro-ondes) par Georges B. COLLINS ..... 6 A
362. — Modulation de fréquence d'un oscillateur. — M. GAVIN, *Wir. Eng.*, septembre 1948 ..... 17 A

T. 4. — Amplification et Réception

402. — Appareil de lecture directe pour la mesure du facteur de bruit et l'essai des cristaux mélangeurs. — L. A. C. DRESEL, L. A. MOXON, E.E. SCHNEIDER, *J. Soc. Inst.*, sept. 1948, p. 295-298 ..... 16 A



ÉMETTEURS ET RÉCEPTEURS POUR STATIONS FIXES DE RADIODIFFUSION ET DE RADIO COMMUNICATIONS ● ÉMETTEURS-RÉCEPTEURS MOBILES ● TÉLÉVISION ● ATTERRISSAGE SANS VISIBILITÉ, SYSTÈMES DE NAVIGATION ● TUBES ÉLECTRONIQUES ET QUARTZ PIÉZO-ÉLECTRIQUES ● RÉCEPTEURS DE RADIODIFFUSION ● MICRO-PHONES, PUBLIC-ADRESS, ÉQUIPEMENTS DE STUDIO

Radio **L.M.T.**

Le Matériel Téléphonique

Société Anonyme Capital 600.000.000 de Francs

46, Quai de Boulogne, BOULOGNE-BILLANCOURT

MESURES DIRECTES RAPIDES PRÉCISES

DE TOUTES LES GRANDEURS A DÉTERMINER DANS LA TECHNIQUE BF

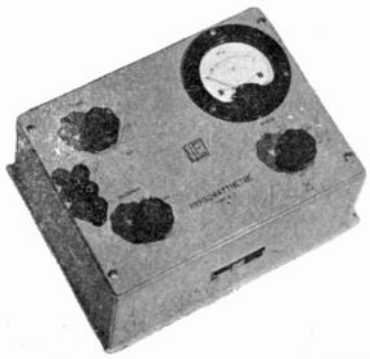
AVEC

3 APPAREILS DE MESURES

HYPSOWATTMÈTRE EV. 1

MESURES de PUISSANCES

P



IMPÉDANCEMÈTRE EV. 2

MESURES d'IMPÉDANCES

Z

MILLIVOLTMÈTRE EV. 4

MESURES de TENSIONS

V

UNE SEULE MARQUE LIE

PUBLI.COIRAT 21

LABORATOIRE INDUSTRIEL D'ELECTRICITÉ

41, RUE ÉMILE ZOLA — MONTREUIL-SOUS-BOIS

TÉL. AVRON 39-20

420. — Brouillage impulsif dans les récepteurs à modulation d'amplitude. — WEIGHTON, *J. Inst. El. Eng.* III, mars 1948, p. 69-79 ..... 16 A
422. 1. — Valeur optimum de la résistance terminale pour un filtre en échelle à « K Constant » et une seule cellule. *R. C. A., Review*, VIII, septembre 1947, p. 460-479 ..... 6 A
430. — Le « transitor » triode semi-conductrice. — J. BARDEEN, W. H. BRATTAIN, *Phys. Rev.* 74, 15 juillet 1948, p. 230-231 ..... 2 A
452. — Circuit électronique parabolique. *J. Scient. Instr.*, juin 1948, p. 200-202 ..... 8 A
47. — Récepteur à fréquence fixe très élevée. — W. C. LANE, T. C. CLARK, *El. Comm.*, juin 1948, p. 132-138 ..... 12 A
48. — « Le synchrodine », D.C. TUCKER, *Electronic Engineering* XIX, mars 1947, p. 75-76, août 1947, p. 241-244, septemb. 1947, p. 276-277 ..... 2 A
482. — Un récepteur non saturé par les échos des obstacles (anticlutter radar), R. V. ALRED, *Journ. Inst. Electr.*, Eng. III, nov. 1948, p. 459-465 ..... 13 A

T. 5. — Exploitation et Applications

132. — La station radio de Criggion, A. COOK, L. L. HALL, *Post. Off. El. Eng. Journal*, p. 41, oct. 1948, p. 123-129 ..... 8 A
550. — Théorie des servo-mécanismes. — H. M. JAMES, NATHAMIEL, B. NICKOLS et Ralph. S. PHILIPPS ..... 8 A
532. — Les bombes guidées dans la 2e guerre mondiale. — L. O. GRONDAHL, *J. Frankl. Inst*, fév 1948, p 87-99 ..... 8 A
542. — Premiers essais pratiques de télévision en Suisse. — J. DUFOUR, *Tech. Mitt.*, déc. 1948, p. 241-248 ..... 13 A
542. 0. — Introduction à la télévision, par H. PIRAUX ..... 9 A
542. 0. — Principes fondamentaux de la télévision, par H. DELABY ..... 9 A
542. 0. — Technique et pratique de la Télévision, par P. HEMARDINQUER ..... 17 A
542. — 2.777. — La réduction des brouillages en Télévision. — P. S. RAND, *Electronics*, juin 1949, p. 70-76 ..... 17 A
55. — Wireless Direction Finding, par R. KEEN ..... 2 A
550. — Un radar de port. Détails de l'installation de Liverpool. — R.F. HANSFORD, *Wir. World*, LIV, septembre 1948, p. 317-320 ..... 3 A
551. — Nouveaux progrès de goniomètres de marine. — H. BUSIGNES. *El. Comm.*, juin 1948, p. 196-203 ..... 12 A
551. — Quelques principes d'établissement des aériens de goniométrie à ondes courtes sur les navires de guerre. — C. CRAMPTON, W. STRUSKINSKI, S. de WALDEN, P.G. REDGMENT, *J. Inst. Electr. Eng.*, III, nov. 1948, p. 437-453 ..... 12 A
552. — Radar pour aviation civile. — S. FREEDMAN, *Communications*, janvier 1949, p. 10-11 et 26 ..... 13 A
555. — Les Radars utilisant l'effet Doppler. — E. J. BARLOW, *P. I. R. E.*, avril 1949, 37, 4, 340/355 ..... 17 A
555. — Technique élémentaire du Radar, par A. de SAINT-ROMAIN ..... 17 A
555. — L'emploi du radar pour la détermination des emplacements des mortiers. — *Coast Artillery Journal*, janv.-fév. 1948, *Revue des Transmissions*, juillet 1948, p. 27-31 ..... 4 A
555. — Radar pour aviation civile. — S. FREEDMAN, *Communications*, janvier 1949, 10-11 et 26 ..... 13 A
555. — Un radar de port. Détails de l'installation de Liverpool. — R. F. HANSFORD, *Wir. World*, LIV, sept. 1948, p. 317-320 ..... 3 A
555. — Un récepteur non saturé par les échos des obstacles (anticlutter radar), R. V. ALRED, *J. Inst. El. Eng.* III, nov. 1948, p. 459-465 ..... 13 A
555. — Présentation des trois dimensions sur le tube oscilloscope. — E. PARKER et P. R. WALLIS, *J. Inst. El. Eng.* III, sept. 1948, p. 371-390 ..... 3 A
555. — Technique élémentaire du radar, par André SAINT-ROMAIN ..... 3 A
555. — Radar Beacons. (Guidage par radar), par Arthur ROBERTS ..... 3 A
555. — Radar aids to navigation. (L'aide du radar à la navigation), par John S. HALL ..... 3 A
555. — Etude des échos radar « transitoires » de l'ionosphère. — E. EASTWOOD, K. A. MERCER, *Proc. Phys. Soc.* 61, 1er août 1948, p. 2 ..... 1 A

T. 6. — Détails de Construction des Appareils et du Matériel

6. — Théorie et application des Tubes électroniques, par D. G. FINK ..... 17 A
633. — Etude expérimentale des cathodes à oxydes par VIOLET et RIETHMULLER ..... 18 A
63. — Tropicalisation des matériaux utilisés dans la construction des tubes électroniques. — M. TREBUCHON. (*Société des Ingénieurs du Vide*), séance du 25 mai 1948 ..... 4 A
632. — Effet photoélectrique des cathodes à oxyde. — J. DEBIESSE et R. CHAMPEIX ..... 9 A
638. 3. — Oscillateurs (Klystrons) « reflex » pour radars J.O. Mc. NALLY, W. SHEPHERD, *Proc. I. R. E.* 35, décembre 1947, 1424-1435 ..... 9 A
641. 1. — Noyaux en poudre d'alliages fer-nickel. — S.E. BUCKLEY, *El. Comm.*, juin 1948, 126-131 ..... 13 A

T 7. — Législation. — Règlements

71. — Chartre des fréquences, *Editions L.MT* ..... 9 A

T. 8. — Sujets connexes à la Radiolectricité

812. — Récents développements du microscope électronique. — Dr MARTON, (*Conférence de la Société des Ingénieurs du Vide*, 28 juin 1945) ..... 10 A

T. 9. — Divers

9. — Bases de la technique des tubes de T. S. F., par J. DEKETH ..... 18 A
9. — Technique des installations d'énergie par G. LAEDERICH ..... 18 A
9. — Induction heating, par N. R. STANSEL ..... 18 A
9. — Mathematics for electricians, par MM. KUCHN ..... 18 A
910. — Calcul graphique des circuits série parallèle, par P. MOURMANT ..... 13 A
910. — Traité de physique électronique, par Lucien CHRETIEN ..... 13 A

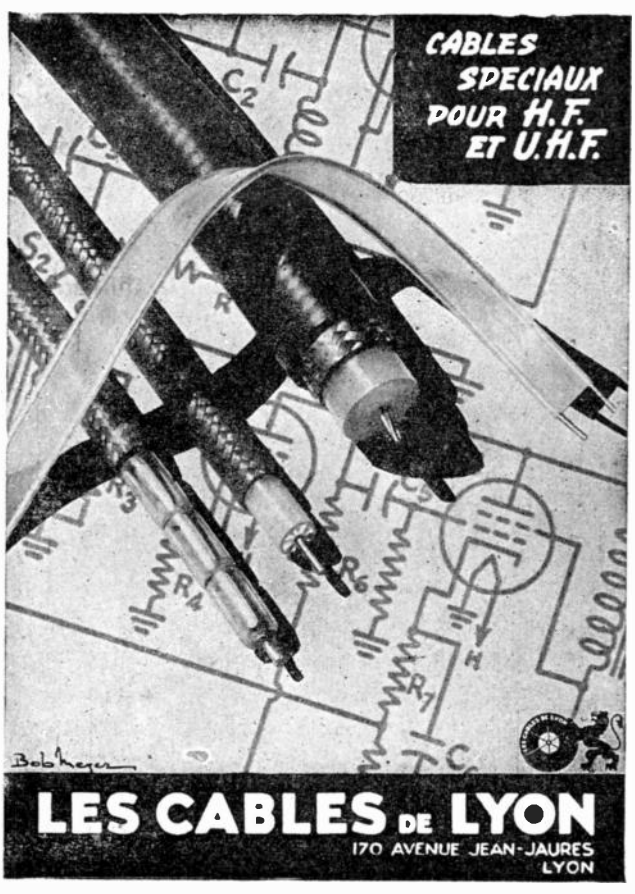
PIONNIER DE LA
TÉLÉVISION
DEPUIS
1929

LA RADIO-INDUSTRIE
est toujours au premier rang
DE LA
TECHNIQUE
INTERNATIONALE

25, R. du Dr FINLAY 55, R. des ORTEAUX
PARIS

PUBL. RAPY

RT
TUBES POUR APPLICATIONS SPÉCIALES
Ondes courtes - Amplificateurs de lignes
Préamplis - Mesures - Télécommande



LES CABLES DE LYON
170 AVENUE JEAN-JAURÈS
LYON

S. A. LA RADIOTECHNIQUE
Fournisseur des Administrations et des Services Publics
LABORATOIRES ET USINES :
51, RUE CARNOT — SURESNES

DARIO
TOUS LES TUBES DE RÉCEPTION
9, AVENUE MATIGNON, PARIS-8e

La perte de conversion minimum est également plus faible qu'on aurait pû l'attendre. Il faut d'ailleurs rappeler à ce sujet que la précision des mesures de puissance a été évaluée à $\pm$ 1,5$_{db}$; or l'écart constaté ne dépasse pas cette valeur.

Enfin la « résistance interne » du détecteur ou, plus précisément la valeur de la résistance de charge R_0 donnant la perte de conversion P minimum est légèrement supérieure à celle fournie par la théorie.

Ces divers résultats peuvent sembler en contradiction, car si certains peuvent s'interpréter par une diminution de r par rapport à sa valeur statique (rendements excessifs) les autres exigeraient une augmentation (résistance interne). Une variation de C avec la fréquence (relaxation effect [6]) n'apporterait pas une solution satisfaisante au problème posé par ces écarts, et, de plus elle serait en contradiction avec les mesures d'impédance à faible niveau.

Par contre un examen comparatif des mesures d'impédance et de rendement montre *qu'aux tensions détectées relativement élevées où les différences observées sont les plus importantes, la capacité C est réduite, ce qui entraîne une augmentation de rendement ; l'effet est suffisant pour interpréter les écarts.*

Il est également intéressant d'examiner les modifications produites sur les caractéristiques par les altérations successives.

Le passage du premier au deuxième état a entraîné pour le détecteur n° 8967 une augmentation, de la perte de conversion de 1 à 2 db. Pour le détecteur N° 9009, la chute atteint jusqu'à 6 db ; de plus cette chute est surtout sensible aux niveaux élevés et aux grandes tensions détectées (grandes résistances de charge). Une telle chute pourrait sembler excessive et incompatible avec le seul effet de réduction de R signalé à propos des mesures d'impédance.

Pourtant, si on examine les figures 50 et 51 qui donnent pour différentes valeurs du paramètre R/r les variations de la tension détectée en circuit ouvert du courant détecté en court-circuit et de la perte de conversion minimum en fonction du rapport R/r, on constate que la variation est rapide alors même que ce rapport est très élevé et que l'impédance de la capacité C est très petite devant R_1.

Cette interprétation qui ne fait intervenir que des modifications de R_1 permet en outre d'expliquer les variations de la perte de conversion P avec la puissance ; pour le détecteur N° 9009 lorsque la puissance croît, P passe par un minimum puis augmente. Or la résistance R qu'il y a lieu de considérer ne peut être qu'une moyenne prise sur la caractéristique réelle, non rectiligne ; suivant que le segment décrit en fonctionnement est plus ou moins grand, R est plus ou moins petit. La réduction de R, avec la puissance et la tension détectée, produit une baisse de rendement de la détection ; cette baisse est supérieure à l'augmentation produite par la diminution de la capacité C.

Elle entraîne aussi une diminution de la résistance interne, constatée expérimentalement.

En résumé l'hypothèse suivant laquelle la détérioration d'un détecteur n'affecte tout d'abord que sa résistance inverse R se justifie. Mais, si cet effet est peu sensible sur les impédances, il est prépondérant sur le rendement de la détection, entraînant une chute importante de tension et une hausse de la perte de conversion.

5° Conclusion.

Les différentes mesures qui ont été exposées ici fournissent, sur les propriétés électriques des détecteurs à cristal de silicium étudiés, des renseignements précis. Les valeurs obtenues sont en bon accord avec celles données par les différents auteurs [7] [8] [9].

La théorie développée ensuite se propose simplement, à partir d'éléments mesurés en basse fréquence et sans faire appel à des phénomènes physiques nouveaux, de prévoir le comportement d'un détecteur en hyperfréquences. Les résultats obtenus sont en assez bon accord avec l'expérience et il semble, au moins jusqu'à une longueur d'onde de 10 cm, que cette théorie soit acceptable.

Si l'on se propose de rechercher, d'après ces calculs, quelles sont les caractéristiques que doit posséder un détecteur pour être sensible, on est d'abord amené à la condition classique d'une constante de temps $\tau \sim r\,C$ aussi faible que possible. Mais apparaît un élément nouveau, présentant un grand intérêt pratique : l'influence de la résistance inverse ; il faut, même pour un fonctionnement à très haute fréquence, avoir un rapport R/r aussi élevé que possible ; le gain est très sensible quand ce rapport passe de 100 à 1.000 même sur 10 cm de longueur d'onde.

Pour obtenir une sensibilité élevée aux niveaux relativement bas, il faut enfin que la tension de blocage v_0 soit aussi petite que possible.

On peut remarquer d'ailleurs que ces deux dernières conditions se raccordent en pratique à celles imposées aux très faibles niveaux, la sensibilité γ est d'autant plus grande que le coude de la caractéristique en courant continu est plus accentué et plus près de l'origine.

Il va sans dire enfin qu'on n'a abordé, dans ce travail, qu'un aspect très particulier des propriétés

des cristaux au silicium ; il y aurait lieu d'étudier également leurs propriétés comme mélangeurs hyperfréquences et leur facteur de bruit.

Mais nous espérons quand même, malgré leur portée limitée, que ces résultats pourront aider à l'interprétation de certaines propriétés des détecteurs et à la mise au point de meilleurs fonctionnements.

Je ne voudrais pas terminer sans adresser mes remerciements à Monsieur Goudet, chef de la division Tubes et Hyperfréquences du C. N. E. T. pour les conseils qu'il m'a donnés dans la poursuite de ce travail, à Monsieur Blanc-Lapierre, et à tous ceux qui ont pris part aux mesures, pour l'aide précieuse qu'ils m'ont apportée.

BIBLIOGRAPHIE

1. — SCAFF-OHL-*Bell System Technical Journal*, janvier 1947.
2. — TORREY-WHITMER *M.I.T. Radiation Laboratories, Series* n° 15, sect. 10 *Mac-Graw-Hill* (New-York ; 1948).
3. — CORNELIUS. — *Electronics*, février 1946.
4. — TORREY-WHITMER, loc. cit., sect. 3 et 4.
5. — BLEANEY-RYDE-KINMAN ; *Journal of the I. E. E.* 1946-93, p. 847, 1947, 94 p. 339.
6. — TORREY-WHITMER, loc. cit. sect. 4.
7. — TORREY-WHITMER, loc. cit. sect. 2 et 11.
8. — CORNELIUS — *Electronic Industries*, novembre 1945.
9. — STEPHENS. — *Electronics*, juillet 1946.
10. — P. H. SMITH. *Electronics*, 1939. p. 29, 1944. p. 130.
11. — DAVID. Cours de Radioélectricité II, p. 24. *Eyrolles* (Paris ; 1946).
12. — MAILLARD — (Conférence devant la Société des *Radioélectriciens le* 1-6-48). Facteur de bruit d'un récepteur hyperfréquences.

L'AMPLIFICATION SÉLECTIVE EN BASSE FRÉQUENCE*

PAR

Luiz de QUEIROZ ORSINI

Professeur assistant à l'Ecole Polytechnique de Sao-Paulo, Boursier du Gouvernement Français

Laboratoire de Physique de l'Ecole Normale Supérieure

DEUXIÈME PARTIE

THÉORIE DE L'EFFET DE SCINTILLATION

I. — Les limitations de l'amplification en basse fréquence.

1. 1 — GÉNÉRALITÉS :

L'amplification des tensions ne peut pas être poussée indéfiniment, comme on l'a cru au début de la Radiotechnique. En effet, des phénomènes divers introduisent des *bruits* qui se superposent au signal qu'on veut amplifier, limitant ainsi sa valeur minimum. Ces bruits se traduisent, dans un haut-parleur, par un souffle continu.

Nous diviserons ces bruits en deux classes : d'abord, ceux qui ne proviennent pas de l'amplificateur lui-même et qu'on pourrait éliminer en enfermant l'appareil dans une cage de Faraday ; deuxièmement, ceux qui proviennent de l'amplificateur.

Dans la première classe se rangent tous les *parasites* qui peuvent prendre naissance dans les machines électriques, les contacts intermittents, les arcs électriques, etc ... On peut en général les éliminer par l'emploi de blindages assez épais et convenablement disposés, et en découplant soigneusement les fils d'alimentation de l'amplificateur ; dans les cas d'extrême sensibilité il faut même chauffer les filaments en continu.

Puisqu'ils peuvent être ainsi éliminés, nous ne nous soucierons pas de ces types de bruits dans la suite.

Entre cette classe de bruits et la deuxième, nous classerons les bruits dits *microphoniques*. Ils sont dûs à des vibrations mécaniques de la structure des lampes. En effet, si une lampe est soumise à des vibrations mécaniques la position relative de ses électrodes peut changer, d'où une sorte de modulation du signal qu'on veut amplifier, par des vibrations mécaniques. Ces bruits ont alors, une cause externe à l'amplificateur, mais y apparaissent par un phénomène interne. Evidemment, on peut les éliminer par l'utilisation de suspensions convenables pour l'amplificateur. Cette élimination conduit à des problèmes de mécanique que nous ne discuterons pas ici.

Passons maintenant à la deuxième classe de bruits :

Dans cette catégorie sont rangés des bruits entièrement désordonnés, c'est-à-dire n'obéissant qu'aux lois des probabilités. Ces bruits proviennent :

a) *Des défauts dans les contacts ou dans les isolateurs.*

Ces bruits proviennent des variations des résistances de contact dans l'appareil, ou des défauts dans l'isolement des condensateurs sous des tensions élevées. Ce type de bruit augmente avec le courant ou la tension dans l'élément défectueux. Il peut être entièrement éliminé par le choix convenable des composantes du circuit. Dans cette classe de bruits on range, en général, le « wall charge noise », c'est-à-dire le bruit qui provient des variations de la charge électrique dans les parois de l'ampoule de la lampe. On peut aussi le rendre négligeable par un traitement convenable de ces parois.

b) *Bruit dû aux composantes résistives du circuit.*

On sait que les résistances se comportent comme des générateurs d'une force électro-motrice de fluctuation désordonnée (effet Johnson) ; c'est l'origine du *bruit thermique*, lequel ne dépend que de la propre structure de la matière. Ce bruit ne dépend donc pas de la fréquence, ni du courant qui traverse la résistance. Le carré moyen de cette force électromotrice, en supposant la résistance en circuit ouvert, est donné par la formule de Nyquist :

$$\overline{e^2} = 4\,kTR\Delta f$$

où $k = 1{,}37.10^{-23}$ est la constante de Boltzmann, T la température absolue de la résistance, R sa

(*) Suite de l'article paru dans l'Onde Electrique du mois de Novembre (N° 272).

valeur en ohms et Δf la bande passante de l'appareil qui mesure $\overline{e^2}$.

Evidemment, cette tension de fluctuation sera aussi amplifiée ; le phénomène est spécialement important dans la composante résistive du circuit de la grille d'entrée.

Dans les résistances constituées par des dépôts en couches minces, parcourues par du courant, à l'effet Johnson se superpose encore un autre phénomène, *l'effet de scintillation*, qui cause aussi une force électromotrice de fluctuation, en général bien plus élevée que celle dûe à l'effet Johnson. Ce bruit a les mêmes caractéristiques que l'effet de scintillation dans les lampes, dont nous parlerons ensuite. Avançons pour le moment qu'il dépend à la fois de la fréquence, et du courant qui traverse la résistance.

Tandis que le bruit thermique est inévitable, celui-ci peut être supprimé par l'emploi de résistances bobinées en fil métallique, au moins dans le premier étage de l'amplificateur.

c) *Bruit dans les lampes.*

Le bruit dans les lampes a son origine dans l'émission discontinue des charges électriques. Ainsi les fluctuations du nombre des électrons qui composent le courant anode produit *l'effet de grenaille* (shot effect). Les variations des propriétés émissives de cathode donnent lieu à *l'effet de scintillation*. Finalement, les phénomènes d'émission secondaire, formation des ions positifs et répartition du courant entre les électrodes des lampes multi-électrodes introduisent aussi des bruits ; cependant, ces derniers types de bruit sont moins importants, soit parce qu'on les a déjà bien réduits dans les lampes courantes, soit parce qu'ils n'interviennent que dans des lampes particulières.

L'effet de grenaille est déjà bien connu, d'après les travaux de Schottky (1) (pour les lampes saturées par la température), et Thompson, North et Harris (2) (dans le cas où le courant est limité par la charge d'espace). Cet effet de grenaille étant moins important en basse fréquence que l'effet de scintillation, nous ne le discuterons pas ici.

L'effet de scintillation augmente avec le courant et avec l'inverse de la fréquence ; il est négligeable au-dessus de quelques dizaines de milliers de hertz ; par contre, vers les basse fréquences il peut dépasser de plusieurs fois, l'ordre de grandeur de l'effet de grenaille dans les lampes courantes, imposant ainsi la plus forte limitation à l'amplification B. F. Cet effet peut être beaucoup diminué en choisissant convenablement la cathode.

L'effet de scintillation étant ainsi très important en basse fréquence, nous l'étudierons en détail dans ce travail.

1. 2 — L'étude des bruits de fond.

Du point de vue pratique, il est surtout intéressant de calculer le bruit introduit par l'amplificateur *ramené* sur la grille d'entrée ; en effet, si nous connaissons la tension de bruit (fictive) sur la grille d'entrée nous pouvons ainsi déterminer le niveau minimum du signal qui pourra être amplifié sans brouillage par le bruit. Ce niveau dépendra évidemment du type du signal. S'il s'agit, par exemple de reproduire de la musique, il faut que le niveau du signal soit beaucoup plus élevé que celui du bruit ; pour certaines mesures, cette limitation est moins sévère. En général, on admet comme niveau minimum du signal une tension à l'entrée, telle que la puissance à la sortie de l'amplificateur (constituée

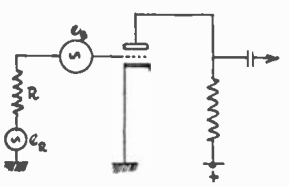


Fig. 9

par le signal bruit + le bruit de l'ampli), soit doublée par l'introduction du signal.

Pour le calcul il est commode de remplacer la lampe réelle par une autre imaginaire, sans bruit mais avec les mêmes caractéristiques, et de supposer, branché dans sa grille, un générateur de bruit, tel qu'il fournit, à la sortie de la lampe imaginaire, la même puissance de bruit que la lampe réelle. En considérant aussi la composante résistive du circuit de grille comme un générateur de bruit, on est amené au schéma équivalent de la figure 9, où :

$$\frac{\overline{e^2}}{R} = 4kTR\,\Delta f$$

et e_B est la tension de bruit de la lampe, *ramenée à la grille.*

En haute fréquence (jusqu'à des fréquences telles que le temps de transit n'intervient pas), la tension e_B est dûe à l'effet de grenaille ; en basse fréquence, l'effet de scintillation s'y superpose, devenant d'autant plus important que la fréquence est plus basse.

C'est cette tension e_B que nous tâcherons de calculer dans la suite.

Pour cela, nous résumerons d'abord les théories sur l'effet de scintillation ; en combinant les résultats de la théorie avec des mesures expérimentales, nous montrerons comment faire un calcul approché du bruit en basse fréquence, pour les lampes plus courantes.

L'étude théorique de l'effet de scintillation exige un outillage mathématique assez complexe, qui a été développé en France, notamment par Bernamont (3) et Blanc-Lapierre (4). Nous ne l'exposerons pas ici, et nous renvoyons le lecteur désireux d'approfondir la question, aux travaux cités.

1. 3 — La mesure des bruits de fond.

Supposons un générateur de bruit (une diode de bruit, par exemple) chargé par une certaine résistance R (figure 10).

Aux bornes de cette résistance sera appliquée une différence de potentiel qui varie continuellement de façon désordonnée. Une analyse statistique du phénomène ne peut nous donner que la probabilité qu'a e_B d'être compris entre $(e_B)_0$ et $(e_B)_0 + de_B$ à un temps t_0 déterminé. Si la composante continue du courant est éliminée par un condensateur C de grande capacité, on peut aussi démontrer que la moyenne e_B de la différence de potentiel e_B sera nulle, si on prend un intervalle de temps d'observation T assez grand vis-à-vis de la constante de temps τ du phénomène élémentaire qui cause le bruit. Il revient au même de dire qu'un changement de

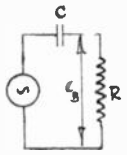


Fig. 10

l'origine des temps ne modifie pas l'allure du phénomène. Autrement dit, nous avons affaire à un *phénomène statistique stationnaire*.

Pour avoir une idée de l'importance du phénomène il nous faut alors connaître la moyenne de deuxième ordre. Le sens physique de cette moyenne s'obtient facilement :

En nous reportant à la figure 10 nous voyons que le travail dissipé dans la résistance R pendant le temps T sera donné par :

$$P = \int_0^T \frac{e_B^2}{R}\, dt$$

ce qui correspond à une puissance :

$$W = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T e_B^2 \cdot dt = \frac{\overline{e_B^2}}{R}$$

Le carré moyen de la tension de bruit $\overline{e_B^2}$ sera alors proportionnel à la puissance dissipée dans la résistance R. C'est ce carré moyen $\overline{e_B^2}$ qu'il importe de mesurer pour connaître quantitativement le phénomène.

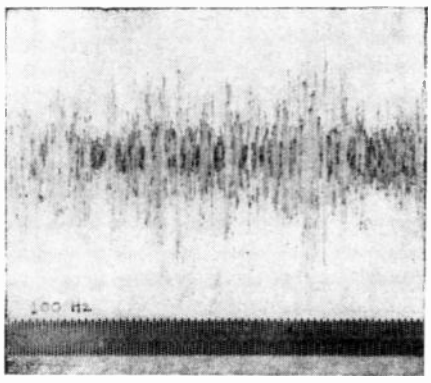


Photo 1 *a*. — Enregistrement des tensions de bruit d'une résistance après passage à travers un filtre : *Filtre accordé sur* 40 *Hz*.

Les propriétés statistiques des phénomènes de fluctuation nous assurent que $\overline{e_B^2}$ ne dépend pas de l'origine des temps ; $\overline{e_B^2}$ sera donc constante pourvu que le temps T d'observation soit beaucoup plus élevé que τ.

La mesure des bruits de fond est ainsi ramenée à la mesure du carré moyen de la force électromotrice de fluctuation. Pour l'effectuer il faut, en général, amplifier cette force électromotrice, lui faire traverser des filtres (c'est-à-dire des amplificateurs à bande passante étroite) et, finalement, mesurer avec un détecteur la tension ainsi amplifiée. Il nous faut donc savoir si les propriétés du bruit se conservent pendant toutes ces transformations. Il nous suffit pour cela de savoir ce qui arrive au passage de la force électromotrice de bruit dans un filtre (puisque nous pouvons considérer les amplificateurs comme des filtres à bande passante plus ou moins large) et dans le détecteur.

On peut montrer qu'à la sortie d'un filtre une tension de fluctuation (vue par exemple dans un oscillographe à bande passante très large par rapport à celle du filtre), apparaît comme une tension alternative à amplitude variable et à fréquence à peu près égale à celle du filtre. Mais — ce qui est important — c'est que si nous faisons un diagramme de la distribution de son énergie dans le temps ce diagramme sera analogue à celui de la force électromotrice initiale. Nous montrons, photos 1*a* et 1*b*, quelques exemples d'oscillogrammes de force électromotrice de fluctuations après amplification et filtrage.

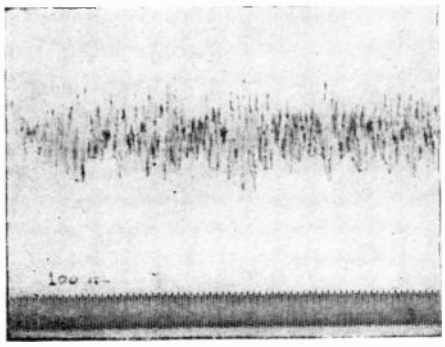


Photo 1 *b*. — Enregistrement des tensions des bruits d'une résistance après passage à travers un filtre : *Filtre accordé sur* 325 *Hz*.

On peut aussi montrer que, si on attaque un détecteur linéaire avec une tension de bruit, le courant continu du détecteur sera encore proportionnel à $\sqrt{\overline{e_B^2}}$

Toutes ces propriétés peuvent se justifier rigoureusement. Ces justifications nous entraîneraient très loin ; le lecteur pourra les trouver dans les œuvres citées de Blanc-Lapierre (5) ou dans le livre de Goldman (6).

Il nous faut introduire encore la notion de *répartition spectrale de la puissance moyenne* de bruit. Pour cela, supposons qu'on fasse passer la tension

de bruit successivement à travers plusieurs filtres avec la même amplification de puissance et la même bande passante Δf, mais accordés sur des fréquences différentes. Les puissances qu'on obtiendra à la sortie correspondront donc aux puissances des composantes du bruit distribuées sur la bande Δf, centrée autour de la fréquence d'accord du filtre en question. Si on suppose la tension de bruit représentée par une intégrale de Fourier, donc, avec un spectre continu, on pourra faire correspondre à chaque intervalle Δf de fréquences, une puissance moyenne de bruit. En faisant tendre Δf vers zéro on arrive ainsi à une courbe continue, qui donne la *répartition spectrale de la puissance moyenne de bruit.*

La répartition spectrale de la puissance moyenne ou, ce qui revient, au même, à un coefficient près, la répartition spectrale de l'énergie moyenne de bruit, peut être calculée avec l'aide de la *fonction de corrélation.* Cette fonction a été appliquée pour la première fois à l'étude des fluctuations électriques par Courtines. Bernamont et Blanc-Lapierre, ont, par la suite, généralisé son emploi et précisé ses propriétés dans les travaux déjà cités. Ici, nous nous contenterons de la définir et d'énoncer sa propriété fondamentale.

Supposons alors une tension de fluctuation $e_B(t)$. La fonction de corrélation correspondante sera la moyenne :

$$\gamma(\tau) = \overline{e_B(t) \cdot e_B(t+\tau)}$$

Si la tension de fluctuation est décomposée en intégrale de Fourier $(e_B)f$ étant la composante à la fréquence $f = \omega/2\pi$, on aura :

$$\overline{(e_B)_f^2} = 4\int_0^\infty \gamma(\tau)\cos 2\pi f\tau \cdot d\tau$$

et

$$\gamma(\tau) = \int_0^\infty \overline{(e_B)_f^2}\cos 2\pi f\tau \cdot df$$

expressions connues sous le nom de « formules de Bernamont ».

L'énergie totale sera alors proportionnelle à :

$$\overline{e_B^2} = \int_0^\infty \overline{(e_B)_f^2} \cdot df$$

Tout ce que nous avons dit en employant les tensions de fluctuation peut se transposer immédiatement aux courants de fluctuation : il suffit pour cela de considérer le générateur de bruit comme un générateur de courant. La puissance moyenne de bruit sera alors proportionnelle à i_B^2.

Dans le chapitre suivant, nous montrerons une application de la fonction de corrélation au calcul des puissances moyennes de bruit.

2. — Les théories sur l'effet de scintillation.

2. 0 — Introduction.

Peu après la découverte de l'effet de scintillation dans les lampes, par Johnson (1925), Schottky (7) a étudié théoriquement le phénomène. Dans son étude il a eu pour idée directrice d'attribuer l'effet de scintillation à un phénomène élémentaire avec une constante de temps de l'ordre de quelques millièmes de seconde, qui pourrait expliquer le spectre de fréquence trouvé par Johnson (8). Il a ainsi attribué cet effet à des atomes ou des molécules étrangers qui resteraient pendant quelque temps sur la surface du filament, y formant une double couche électrisée, qui réduirait le *travail de sortie* des électrons. En fondant ses calculs sur les fluctuations du nombre de ces atomes, il a trouvé pour le courant de fluctuation une loi de la forme :

$$\overline{i_\omega^2} = k \cdot \frac{I^2}{\omega^2 + q^2}$$

dans laquelle i_ω = composante du courant de fluctuation à la fréquence $f = \omega/2\pi$, I = courant anodique, q et k sont deux constantes.

Cette analyse a été reprise beaucoup plus tard (1947) par Mac Farlane (9) d'une façon beaucoup plus générale, englobant aussi les semi-conducteurs. Cet auteur admet que le « flicker effect » provient de la diffusion à la surface émettrice de « clusters » d'impuretés, formant des taches de dimensions relativement restreintes : l'émission thermoionique se fera spécialement sur ces taches, comme s'il y avait des éruptions à la surface cathodique. L'existence de ces éruptions, en certains points de la cathode conduirait à une dispersion des fluctuations de la densité des atomes étrangers beaucoup plus élevées que la racine carrée de la densité superficielle moyenne, comme l'admettait Schottky. Il arrive ainsi à établir pour le courant de fluctuation une loi de la forme :

$$\overline{i_\omega^2} = K' \frac{I_{2m+2}}{\omega_{2m+1}}$$

pour des courants I suffisamment grands, et pour des périodes courtes par rapport à la constante de temps du phénomène élémentaire.

Mac Farlane a aussi montré que la formule donnée par Schottky peut être obtenue comme cas particulier de sa théorie.

Comme cette théorie est fondamentale, on la résumera dans la suite, montrant aussi ses rapports avec la théorie de Schottky.

Ces deux théories font intervenir l'existence d'atomes étrangers sur la couche émettrice. Elles ne pourront pas expliquer ainsi l'effet de scintillation dans les filaments de tungstène pur, effet qui a pourtant été décelé par Johnson. Dans ce dernier cas, le phénomène a été expliqué par Surdin, en supposant l'existence des chocs mous entre électrons et atomes, avec une constante de temps suffisante pour donner la répartition spectrale trouvée expérimentalement. Je reviendrai sur cette théorie.

2. 1 — La théorie de Mac Farlane.

Mac Farlane a considéré que dans la plus grande partie des cas où l'on peut déceler l'effet de scintillation, on a affaire à des contacts entre matériaux

différents, l'un des deux étant en général semi-conducteur. De plus, l'effet de scintillation n'apparaît que lorsque le conducteur est traversé par un courant. Ces faits lui ont suggéré l'hypothèse que l'effet de scintillation peut être expliqué par des variations de propriétés de contact. La diffusion de centres d'impureté vers la surface et son aboutissement dans des points de la surface de contact seraient cause alors des fluctuations observées.

Pour exposer le procédé de calcul, nous nous bornerons au cas particulier des cathodes à oxyde de baryum et strontium, comme l'a fait Mac Farlane, en se basant sur les travaux de Sproull (10).

Le mécanisme de l'émission de ce type de cathode a été étudié par Becker (11) entre autres. Il a montré que le film de *Ba* (ou *Sr*) déposé sur la surface était toujours plus mince qu'il ne le faudrait pour avoir le maximum d'émission, sauf dans le cas où le dépôt a été fait à partir d'une source extérieure (évaporation thermique ou pulvérisation). Ainsi, tous les processus qui réduiront le nombre d'atomes de *Ba* à la surface diminueront l'émission thermoionique. Or, si la cathode débite du courant, les ions positifs de *Ba* se déplacent vers l'intérieur de la cathode, à cause du champ électrique créé. D'autre part, on aura un gradient de concentration de *Ba* vers la surface, qui va causer la migration de ces atomes vers cette surface.

Quand la cathode commence à débiter on doit s'attendre alors à une émission plus élevée, qui diminue avec le temps, tendant vers une valeur d'équilibre. Cet équilibre sera atteint lorsque le nombre d'atomes qui arrivent à la surface par la diffusion sera égal au nombre emporté par conduction ionique.

La conduction ionique sera proportionnelle au champ électrique et, donc, au courant thermoionique, tandis que la diffusion sera proportionnelle au nombre d'atomes étrangers qui auront quitté la surface. Nous aurons donc (en négligeant les atomes emportés par évaporation) :

$$\frac{dN}{dt} = -\frac{\alpha}{e} j + p(N_0 - N) \tag{1}$$

où N indique le nombre d'atomes d'impuretés (dans le cas du *Ba*) pour 1 cm² de surface au temps t, j est la densité du courant thermoionique, e la charge de l'électron, $\alpha \sigma_{ion}/\sigma_{élect.}$ le rapport des conductibilités ionique et électronique et p la probabilité qu'a un atome de *Ba* de diffuser de la surface à une distance h de la surface dans l'unité de temps. On a :

$$P = \frac{D}{h} = D_0 e^{-E/KT} \tag{2}$$

Le courant thermoionique est donné par l'équation de Langmuir :

$$j = j_0 e^{-a(N_0 - N)} \tag{3}$$

Eliminant N entre (1) et (3), on obtient l'équation

$$\frac{1}{j}\frac{dj}{dt} = p \ln\left(\frac{j_0}{j_1}\right) - \frac{a\alpha}{e} j \tag{4}$$

qui a pour solution approchée :

$$\frac{j}{j_1} = 1 + \frac{2}{Ae^{qt} - 1} \tag{5}$$

où j_1 est la valeur asymptotique du courant j pour t infini.

La constante q (decay constant) étant donnée par :

$$q = \frac{\frac{2a\alpha}{e} j_1}{1 - e^{-\frac{2a\alpha}{pe} j_1}} \tag{6}$$

A est obtenue en imposant la condition $N\text{-}N_1 = n$ pour $t = 0$

$$A = \frac{e^{an} + 1}{e^{an} - 1} \tag{7}$$

La répartition spectrale d'énergie peut être calculée maintenant, avec la formule de Bernamont (3).

$$S(\omega) = 4 \int_0^\infty \gamma(\tau) \cos(\omega\tau)\, d\tau \tag{8}$$

une fois connue la fonction de corrélation

$$\gamma(\tau) = \overline{\Delta j(t) \cdot \Delta j(t+\tau)} \tag{9}$$

où la moyenne doit être prise sur toutes les valeurs possibles de n et de t.

Pour une valeur donnée de n, la moyenne (9) deviendra, compte tenu de (3) et de (5) :

$$j_1^2 (e^{an} - 1)^2 \cdot \frac{A - 1}{Ae\,q^t - 1} \tag{10}$$

Pour obtenir $\gamma(\tau)$ il faut maintenant faire la moyenne pour tous les n. Pour cela, il faut introduire la loi de distribution $W(n)$ des atomes étrangers excédents. Mac Farlane admet ici que cette loi est gaussienne, c'est-à-dire que :

$$W(n) = \frac{1}{N\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{n^2}{2N^2}} \tag{11}$$

mais que l'écart type n'est pas $\sqrt{N_1}$ (où N_1 est le nombre moyen d'atomes étrangers sur la surface, quand t est très grand). mais *qu'il est plus élevé*. On déduira N de la comparaison de $S(\omega)$ avec les résultats expérimentaux.

Le calcul de cette moyenne n'est pas simple ; Mac Farlane l'a conduit approximativement. On arrive ainsi à obtenir pour le spectre de fréquence : (12)

$$S(\omega) = 4 j_1^2 (e^{2V} - 2e^{\frac{1}{2}V} + 1) \frac{\Gamma(\frac{1}{2})\,\Gamma(m+\frac{1}{2})}{\Gamma(m)} \cdot \frac{q^{2m}}{(\omega^2 + q^2)^{m+\frac{1}{2}}}$$

où $v = (aN)^2$ et m est une fonction de v, variant entre 0 et 0,5 quand v passe de l'infini à zéro (figure 11).

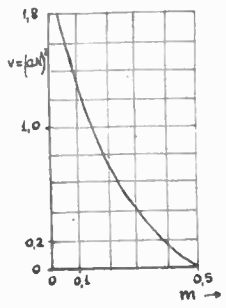


Fig. 11
(d'après Proc. Phys. Soc.).

Si la fraction de la surface émettrice affectée par les éruptions est indiquée par θ (θ étant, en général petit) le courant final de fluctuation sera :

$$\overline{\Delta j^2} = \theta \, . \, S(\omega) \qquad (13)$$

Introduisant en (13) la valeur de $S(\omega)$ faisant

$$i = \frac{2a\alpha}{p^e} \, j_1$$

et mettant la valeur de q d'après (6) on arrive à

$$\overline{\Delta j^2} = k \, \frac{i^{2m+2}}{(1 - e^{-i})^{2m}} \cdot \frac{1}{(\omega^2 + q^2)^{m+\frac{1}{2}}} \qquad (14)$$

Pour des pulsations $\omega \gg q$ et des courants i élevés on arrive à l'expression simple :

$$\overline{\Delta j^2} = c \, . \, \frac{i^{2m+2}}{\omega^{2m+1}} \qquad (15)$$

Le courant i. est donné aussi par :

$$i = 2 \ln \frac{j_0}{j_1} \qquad (16)$$

et

$$\frac{q}{p} = \frac{2 \ln \dfrac{j_0}{j_1}}{1 - \left(\dfrac{j_1}{j_0}\right)^2} \qquad (17)$$

Nous ne discuterons cette théorie qu'après l'exposition des résultats expérimentaux.

Remarquons ici seulement, avec Mac Farlane, que l'écart entre le spectre de fréquence et la loi $1/\omega^2$ serait dû à la grande dispersion de n, tandis que l'écart entre la loi du courant et une loi en i^2 est dû à la présence d'une composante ionique du courant.

2. 2 — Théorie de Schottky.

Schottky (7) attribue l'effet de grenaille à des fluctuations du nombre des atomes étrangers présents dans la couche superficielle émettrice. Ces atomes arriveraient à la surface soit par dépôt des gaz résiduels existants, à l'intérieur du tube, soit par diffusion de l'intérieur. Dans le cas des cathodes à oxydes on pourrait encore avoir des phénomènes d'évaporation partielle d'un des composants à la surface, ou des réarrangements de ces composants.

La constante de temps τ' du phénomène élémentaire serait alors la « durée de vie » d'un des atomes étrangers à la surface. En supposant cette durée de vie de l'ordre de grandeur convenable, on pourrait rendre compte du spectre de fréquence de l'effet de scintillation.

Le courant de fluctuation sera alors donné par :

$$\Delta j = n\gamma = (N\text{-}N_1)\,\gamma$$

où N_1 est le nombre moyen d'atomes étrangers à la surface, N est le même nombre au temps t et γ la variation du courant moyen dûe à une seule de ces particules.

Si on tient encore compte du fait que si N_0 particules sont à la surface au temps t_0, on aura encore $N_0 \, e^{-qt}$ de ces particules au temps $t_0 + \Delta t$, où $q = 1/\tau'$, on peut calculer la fonction de corrélation correspondante à Δj ; au moyen des formules de Bernamont, on obtient donc le spectre de fréquence correspondant.

On arrive ainsi à l'expression :

$$\overline{\Delta j^2} = 4 \, a^2 N_1 \, \frac{q^2}{\omega^2 + q^2} \, j_1^2$$

où N_1 est le nombre moyen d'atomes étrangers à la surface et j_1 le courant de la lampe.

Cette expression peut être considérée comme un cas particulier de la théorie de Mac Farlane. Il suffit pour cela de poser $N = \sqrt{N_1}$, $\alpha = 0$ et de supposer toute la surface affectée par les atomes étrangers ($\theta = 1$). Cela correspond à l'inexistence du courant ionique indiqué par Mac Farlane et aussi revient à considérer la dispersion des fluctuations des atomes étrangers à la surface connue donnée par la loi de Gauss. Si on considère aussi que $aN_1 < 1000$ et $N_1 \approx 10^{14}$, on voit que aN sera très petit : donc $m = 0{,}5$ et l'expression (12) devient :

$$S(\omega) = 4 \, j_1 \, a^2 \, N_1 \, \frac{q}{\omega^2 + q^2} \qquad (18)$$

et puisque $\theta = 1$

$$\overline{\Delta j^2} = 4 \, a^2 N_1 \, . \, j_1^2 \, \frac{q}{\omega^2 + q^2} \qquad (19)$$

qui est bien l'expression proposée par Schottky.

3. — Influence de la charge d'espace

Les deux théories énoncées plus haut s'appliquent alors au cas des lampes saturées par l'effet thermique. Or, dans le cas général les lampes ne sont pas employées dans ces conditions, mais avec un courant limité par charge d'espace.

Il faut voir alors quelles sont les modifications apportées par la charge d'espace au bruit de fond en basse fréquence. C'est cette question que nous traiterons dans la suite.

Nous appellerons « effet de scintillation pur » celui qui correspond au cas des courants saturés par température, en opposition à l'effet de scintillation modifié dans le cas d'existence de charge d'espace.

3. 1 — Amortissement de l'effet de scintillation par la charge d'espace.

Schottky (12) a montré que la charge d'espace influence de façon diverse les effets de scintillation et de grenaille. Dans les deux cas, la charge d'espace diminuera les fluctuations ; cet effet est, cependant plus prononcé pour l'effet de scintillation.

Nous reproduirons ici les calculs de Schottky légèrement modifiés ; nous emploierons la loi de Mac Farlane pour l'effet de scintillation, au lieu de celle de Schottky.

Nous allons d'abord considérer l'influence de la charge d'espace sur le courant de fluctuation en supposant constants la position et le potentiel de la cathode virtuelle ; on aura ainsi une première composante I_{prim} du courant total de fluctuation. Après on tiendra compte des fluctuations introduites par les modifications en position et en profondeur de la cathode virtuelle, introduisant une autre composante I_{sec} du courant total de fluctuation.

Pour la composante primaire $(I_{\text{prim}})_F$ de l'effet de scintillation en présence de charge d'espace, n'interviennent que les électrons qui dépassent la cathode virtuelle (supposée fixe) : si S_F est le courant d'effet de scintillation pour la lampe saturée par effet thermique, i et i_S les courants anode limités par la charge d'espace et la température respectivement, on aura :

$$\frac{\overline{(I_{\text{prim}})^2_{F'}}}{i^{2m+2}} = \frac{\overline{S^2_F}}{i_S^{2m+2}} \tag{20}$$

en supposant, d'après Mac Farlane que $\overline{I^2_F}$ est proportionnel à i^{2m+2}.

Pour l'effet de grenaille on a de la même façon :

$$\frac{\overline{(I_{\text{prim}})^2_{S'}}}{i} = \frac{\overline{S^2_S}}{i_S} \tag{21}$$

puisque d'après la loi bien connue de l'effet de grenaille $\overline{I^2_S} \propto i$.

D'après ces deux équations on a :

$$\frac{\overline{(I_{\text{prim}})^2_{F'}}}{S^2_F} = \frac{i^{2m+1}}{i_S^{2m+1}} \cdot \frac{\overline{(I_{\text{prim}})^2_{S'}}}{S^2_{S'}} \tag{22}$$

Passons maintenant au courant secondaire ; on va le décomposer en deux parties : une liée aux fluctuations des électrons qui traversent la cathode virtuelle, $I^{(t)}_{\text{sec}}$ et une autre, $I^{(r)}_{\text{sec}}$, liée aux fluctuations des électrons qui reviennent sur la cathode, sans dépasser la cathode virtuelle. On aura :

$$\frac{(I^{(t)}_{\text{sec}})_{F'}}{(I_{\text{prim}})_F} = \frac{(I^{(t)}_{\text{sec}})_{S'}}{(I_{\text{prim}})_S} = \alpha^{(t)} \tag{23}$$

où les indices F, S indiquent respectivement les effets de scintillation et de grenaille purs, tandis que F' et S' désignent les mêmes effets modifiés par la charge d'espace. L'égalité pratique des rapports (23) provient de ce que les deux effets primaires considérés ont le même caractère ; en réalité, la répartition maxwellienne des vitesses thermiques y introduit une petite différence qui est, cependant, négligeable si l'on a V/U petit, V étant l'équivalent en volts de la température de la cathode, et U la différence de potentiel anode-cathode, $\alpha^{(t)}$ ne dépend alors que de la décharge stationnaire. Le courant de fluctuation résultant qui traverse la cathode virtuelle sera alors donné par :

$$I^{(t)}_{\text{res}} = I_{\text{prim}} + I^{(t)}_{\text{sec}} \tag{24}$$

D'après (22), 23 et (24) on a alors :

$$\frac{\overline{(I^{(t)}_{\text{res}})^2_{F'}}}{S^2_F} = \frac{i^{2m+1}}{i_S^{2m+1}} \cdot \frac{\overline{(I^{(t)}_{\text{res}})^2_{S'}}}{S^2_S} \tag{25}$$

à la seule condition d'avoir V/U petit.

Finalement, pour les électrons qui reviennent avant d'atteindre la cathode virtuelle on aura :

$$I^{(r)}_{\text{res}} = I^{(r)}_{\text{sec}} \tag{26}$$

puisque $I^{(r)}_{\text{sec}}$ n'apporte sa contribution qu'à $I^{(r)}_{\text{res}}$

Il ne nous reste qu'à faire l'addition finale de courants de fluctuation, en tenant compte que les fluctuations des électrons t et r (c'est-à-dire ceux qui dépassent la cathode virtuelle et ceux qui ne la dépassent pas) sont indépendantes dans l'effet de grenaille et ne le sont pas dans l'effet de scintillation. On a ainsi :

$$\overline{(I_{\text{res}})^2_{F'}} = \overline{[(I^{(t)}_{\text{res}})_{F'} + (I^{(r)}_{\text{res}})_{F'}]^2} = \overline{I^2_{F'}} \tag{27}$$

$$\overline{(I_{\text{res}})^2_{S'}} = \overline{(I^{(t)}_{\text{res}})^2_{S'}} + \overline{(I^{(r)}_{\text{res}})^2_{S'}} = \overline{I^2_{S'}} \tag{28}$$

En posant encore $I^{(r)}_{\text{res}}/I^{(t)}_{\text{res}} = \beta$ et en tenant compte de (25), (27) et (28) on arrive à :

$$\frac{\overline{I^2_{F'}}}{\overline{S^2_F}} = \frac{\overline{I^2_{S'}}}{\overline{S^2_S}} \cdot \frac{(1+\beta_{F'})^2}{1+\beta^2_{S'}} \cdot \frac{i^{2m+1}}{i_S^{2m+1}} \tag{29}$$

Mais : $$\overline{S^2_S} = 2ei_S = 2ei\frac{i_S}{i} = \overline{I^2_S}\cdot\frac{i_S}{i} \tag{30}$$

et $$\overline{S^2_F} = C\cdot\frac{i_S^{2m+2}}{\omega^{2m+1}} = C\cdot\frac{i^{2m+2}}{\omega^{2m+1}}\cdot\frac{i_S^{2m+2}}{i^{2m+2}} = \overline{I^2_F}\frac{i_S^{2m+2}}{i^{2m+2}} \tag{31}$$

Introduisons ces valeurs dans (29), on a :

$$\frac{\overline{I^2_{F'}}}{\overline{I^2_F}} = \frac{\overline{I^2_{S'}}}{\overline{I^2_S}} \cdot \frac{(1+\beta_{F'})^2}{1+\beta^2_{S'}} \tag{32}$$

Le rapport $I_{S'}/I_S = \Gamma^2$ a été calculé par North (8) ; la fraction au premier membre de (32) est l'amortissement de l'effet de scintillation que nous appelons Γ_F^2 ; on obtient ainsi :

$$\Gamma_F^2 = \Gamma^2 . \frac{(1 + \beta_{F'})^2}{1 + \beta_{S'}^2} \qquad (33)$$

$$\Gamma_F^2 = \frac{\overline{I_{F'}^2}}{\overline{I_F^2}} \qquad (34)$$

Le courant de fluctuation de l'effet de scintillation dans une lampe traversée par un courant continu i, limité par charge d'espace, sera alors donné (en tenant compte de (31) et (34) par :

$$I_{F'}^2 = \Gamma_F^2 . C . \frac{i^{2m+2}}{\omega^{2m+1}} \qquad (35)$$

D'après les indications de Schottky on peut encore conclure que l'effet de scintillation est plus amorti par la charge d'espace que l'effet de grenaille, puisque des considérations approchées montrent que $\beta_{F'}$ est négatif et beaucoup plus petit que 1, tandis que $\beta_{S'}$ est de l'ordre de l'unité. L'examen de (33) montre alors que $\Gamma_F^2 < \Gamma_2$.

C'est l'expression (35) que nous comparerons avec les résultats de mesures, en tenant compte des considérations ci-dessus.

L'équation (35) nous conduit immédiatement à un résultat qu'il importe de signaler ; le spectre de fréquence du bruit causé par l'effet de scintillation est le même, que la lampe soit saturée par la charge d'espace ou par la température.

EXPOSITION POUR L'ÉQUIPEMENT DE L'UNION FRANÇAISE

Les télécommunications

A l'occasion de l'Exposition pour l'Equipement de l'Union française, organisée sur les quais de la Seine du 28 Septembre au 17 Octobre 1949, s'est tenu, du 1er au 9 Octobre 1949, au Conservatoire national des Arts et Métiers un Congrès international d'ingénieurs pour le développement des Pays d'Outre-Mer.

En ce qui concerne les communications, les rapports suivants ont été présentés : *Le développement des Radiocommunications en Afrique équatoriale française*, par M. P. Guillerme, ingénieur des Postes et Télécommunications de la France d'Outre-Mer, chef du service radioélectrique de l'A.E.F. *Les facteurs conditionnant la fabrication du Matériel tropical*, par MM. Deglaire et Level, ingénieurs au Service des Etudes d'Outre-mer d'Electricité de France, avec application aux machines tournantes. *La télévision dans les pays d'outre-mer*, par M. Malgouzou. *Le développement des communications radioélectriques multiplex*, par M. Rivère, ingénieur à la S.F.R. *L'influence des climats sur la conservation des matériaux* par M. R. Tholomier. *Les conditions d'utilisation du matériel électrique dans les pays d'outre-mer*, par M. Polard.

Le développement des radiocommunications en A.E.F.

Maintenant les liaisons par fil, si vulnérables à la Colonie, sont abandonnées au profit de la radio, ce qui est nécessaire tant que les routes ne seront pas réalisées et entretenues durablement. Le matériel équipant les petites stations de brousse doit être simple et robuste. L'alimentation par piles, qui se détériorent très vite, n'étant valable que pour les puissances de 1 W environ, c'est au groupe électrogène à essence qu'on a recouru pour l'alimentation, lequel fournit 115 V à 50 p : s. Un seul type de groupe a été commandé et livré, qui alimente non seulement le poste de radio, mais tous les appareils électriques usuels : fer à souder, appareils de mesurs, perceuses, lampes d'éclairage. De même, il n'existe qu'un seul type d'émetteur-récepteur de 20 W environ pour les stations secondaires et un seul type d'émetteur de 75 W pour les stations primaires, avec récepteur séparé.

Toute installation est faite *en double*, condition indispensable de la sécurité. Le matériel tropicalisé n'est pas à l'abri des pannes en raison de la forte densité hygrométrique. En conséquence, il est nécessaire d'avoir deux installations séparées qu'on fait marcher tous les jours. Dès qu'une panne survient sur l'un des appareils, l'opérateur la signale : c'est le seul moyen d'assurer la sécurité des communications.

Le trafic est concentré sur une station directrice qui le transmet, suivant le processus habituel de la téléphonie automatique. Toures lés stations primaires émettent, l'une après l'autre, sur la même onde, sur l'ordre de la station directrice, elle-même intégrée au réseau de la station principale, située au chef-lieu du territoire. La chaîne se termine à Brazzaville, qui concentre tout le trafic extérieur de la fédération.

Fabrication du matériel tropical

Le matériel doit pouvoir résister à des variations de température considérables avec forts maxima diurnes, ainsi qu'à des degrés hygrométriques élevés. Les délais de fourniture des rechanges étant fort longs il est nécessaire de prévoir des rechanges, conservés en magasin et non exposés aux intempéries. A la colonie, on manque de puissance, de moyens, de personnel qualifié. La dureté des conditions climatiques maintient le rendement et la qualité du travail à un niveau faible. Les installations sont donc mal utilisées, mal entretenues, réparées avec les moyens du bord. L'électrification est limitée aux centres les plus importants. Chaque agglomération isolée doit donc comporter ses propres réserves.

Les isolants doivent être de la classe B, l'amiante étant proscrite en raison de ses propriétés hygroscopiques. On utilise de préférence le verre textile imprégné, le mica, le vétro-mica. Il faut éliminer le coton, la fibrane, la rayonne, le papier. Pour l'imprégnation, éviter les vernis gras à l'huile de lin, qui développent les moisissures et employer les vernis synthétiques à base de silicones ou les vernis phénoliques gras, avec fongicide approprié. Le souplisso, la toile Jaconas, le chatterton, le carton doivent être interdits. Le bois doit être bakélisé. Les matières plastiques doivent être moulées et non usinées, à moins d'être protégées par un vernis. Pour les machines tournantes, adopter de préférence le bobinage à barres avec encoches ouvertes. Les machines de faible puissance, jusqu'à 1.000 à 1.500 kVA tournant de 300 à 500 t : mn doivent être à basse tension. On conserve les sections de rechange dans des boîtes zinguées et soudées, contenant une capsule siccative. Une ventilation intense favorise l'élimination de l'humidité et empêche le développement des moisissures. La température ambiante maximum doit être déterminée avec précision.

Matériel Radioélectrique Tropicalisé

Ce matériel était présenté par le Syndicat National des Industries Radioélectriques à l'Exposition pour

l'Equipement de l'Union Française, en deux vastes stands : au 1er étage, le matériel d'exploitation professionnelle ; au rez-de-chaussée, les récepteurs de radiodiffusion. Il va sans dire que tous ces matériels sont *tropicalisés* et nous n'y reviendrons plus.

Emetteurs

Le poste colonial normal paraît être celui d'une puissance antenne de 1 kW, fonctionnant en ondes moyennes (700 m à 1220 m) et en ondes courtes (15 à 120 m), avec commandes par poussoirs et verrouillage évitant toute fausse manœuvre (Sadir). Un autre émetteur de 1 kW en télégraphie sur ondes courtes (1,78 à 22 MHz) donne encore 400 W en phonie. Ses 6 fréquences préréglées sont stabilisées à $\pm$ 2 x 10^{-6}. La température peut varier de + 10° à + 40° C (L.M.T.).

Pour la *radiodiffusion*, il a été prévu un émetteur à modulation de fréquence de 200 W pour l'A.O.F. (C.F.T.H.). Pour les *radiophares* un émetteur développant 400 W dans l'antenne en ondes A1, 135 W en ondes A2 (Thomson).

Sur ondes courtes, on utilise des émetteurs avec moniteur de fréquence avec alimentation stabilisée à 1/10.000, développant des tensions réglables de 300 à 5.000 V, avec débit limité à 60 ou 70 m A (de Présalé). Il existe de petits postes de 50 W fonctionnant en ondes courtes sur trois fréquences préréglées. Pour des liaisons plus importantes, des émetteurs de 250 W travaillant entre 15 et 80 m sur 4 fréquences préréglées par quartz avec commande unique (S.I.F.).

Pour les ondes métriques, enfin, un petit poste de 15 W, fixe ou semi-mobile, fonctionnant sur une unique fréquence préréglée entre 100 et 156 MHz.. La fréquence du quartz est égale au 1/8 de celle de l'émission. Le démarrage peut être commandé à distance (Radio-Industrie).

Emetteurs-Récepteurs

Ces appareils transportables sont très précieux à la colonie. Voici un appareil de 10 W dans l'antenne pour la *bande métrique* de 108 a 132 MHz, présentant une stabilité de 1/10.000. La modulation est effectuée au taux de 80% avec compresseur. Le récepteur à double changement de fréquence permet l'écoute sur une fréquence stabilisée par quartz, avec une sensibilité de 1 μ V pour 50 m W (A.M.E.).

En *ondes courtes*, un poste de 50 W fonctionne de 18 à 100 m sur trois ondes préréglées. Le récepteur opère de 10 à 136 m (S.F.R.).

La *téléphonie* avec les localités isolées est assurée en ondes courtes de 40 à 80 m avec un émetteur-récepteur de 20 W, alimenté soit par batteries de 12 V, soit en courant alternatif monophasé (S.F.R.).

Pour le *tourisme en automobile*, on utilise un poste à modulation de fréquence de 15 W dans l'antenne, travaillant sur ondes de 160 à 100 MHz et qu'on peut loger dans le coffre-arrière de la voiture (S.F.R.).

Notons encore un émetteur-récepteur mobile, *absolument étanche*, renfermé dans un boîtier fondu épais et alimenté par batterie de 12 V. Le pupitre de commande (poids 2 kg) est séparé de l'appareil proprement dit (poids 25 kg). La puissance atteint 25 W avec une stabilité de 1/10.000. A la réception, on dispose d'une sensibilité de 0,5 μ V, d'une sélectivité de 6 d B à $\pm$ 20 kHz et de 75 d B a $\pm$ 120 kHz. La puissance modulée atteint 3 W et l'affaiblissement sur la fréquence image 75 d B (L.M.T.).

Récepteurs de trafic

Le récepteur universel R U 95 fonctionne sur toutes les ondes de 10 m à 6.000 m et peut être alimenté soit par batteries d'accumulateurs, soit par courant alternatif de 100 à 240 V (S.F.R.). Un récepteur analogue, à double changement de fréquence, donne la gamme de 5 à 4.400 m, avec une protection de 80 d B contre la fréquence image et une réjection dans l'antenne inférieure à 10 μ V (S.I.F.). Un autre, également à double changement de fréquence, fonctionne sur la gamme de 70 kHz à 40 MHz avec deux quartz de référence procurant une stabilité de 4/10.000. La sensibilité atteint 1 μ V à 50 m W, la sélectivité 60 d B pour $\pm$ 4 kHz. Le rapport signal a bruit est de 15 d B (A.M.E.).

Signalons un récepteur à ondes courtes (1,75 à 26 MHz) offrant en fréquence intermédiaire trois largeurs de bandes et un récepteur à ondes métriques (100 à 156 MHz) (S.A.D.I.R.).

Installations radioélectriques

Deux dioramas nous initient aux arcanes de la tour de contrôle d'un aérodrome et d'une station radiogoniométrique à ondes ultra courtes.

Dans la *tour de contrôle d'aérodrome*, on aperçoit une baie de récepteurs VHF à fréquence calée de 100 à 156 MHz, un émetteur de 30 W transmettant dans la même gamme et le matériel accessoire : interphone, téléphone optique, microphonique, ainsi que les pendules électriques et les appareils météorologiques (S.A.D.I.R.).

Dans la *station radiogoniométrique*, on trouve notamment un radiogoniomètre VHF avec lever de doute (108 à 132 MHz) avec indicateur à tube cathodique (L.M.T.).

Notons encore une présentation de *téléimprimeurs* adaptés au service radioélectrique (Sagem, Creed, L.M.T.).

Les **câbles hertziens** sont représentés par un équipement radiotéléphonique multiplex à ondes métriques de 235 à 328 MHz, opérant en modulation de fréquence avec une puissance de 10 à 100 W. Le nombre de voies est de 12 à 24, la portée de 500 km est obtenue en cinq sections. L'équipement est conforme aux normes C.C.I.F. (L.C.T.).

Signalons enfin des équipements pour *navire de pêche* comprenant un émetteur-récepteur, un coffret d'alimentation et un coffret de commande. L'émetteur fonctionne sur 3 fréquences préréglées de 1.550 à 3.000 kHz, le récepteur possède 3 gammes : PO, OC et gamme maritime. L'émetteur-récepteur de 25 W, qui a une portée diurne de 220 milles, une portée nocturne de 300 milles, est alimenté sous 12 ou 24 V. L'émetteur-récepteur de 50 W a une portée diurne de 340 milles et une portée nocturne de 480 milles (Jupiter).

Tubes electroniques :

Pour l'émission , en dehors des triodes classiques, mais fabriquées « tout verre » de 150, 400, 1.000, 2.000 W (S.I.F.) nous trouvons des tétrodes à faisceaux de 25 et 80 W (S. F. R.) et même de 150 W sous 2.000 V (Thomson), ainsi que des penthodes de 5 ; 250 ; 300 ; 600 ; 800 ; 1.600 W (S.I.F., S.F.R., Thomson). Signalons encore une *lampe antidérive* du type triode (S.I.F.), des valves à gaz et des tubes cathodiques de 7 et 11 cm (S.F.R.) ainsi que des stabilovolts (L.M.T.). A puissance égale, l'encombrement des penthodes est supérieur à celui des triodes.

Pièces détachées

Les pièces détachées suivantes ont été présentées. Des *quartz* de toutes formes en boîtiers rectangulaires ou ronds, en bakélite ou en métal, d'autres sous ampoule de verre scellée (L.M.T.).

Un ensemble de pièces détachées de haute qualité et tropicalisées est présenté par S.I.E.M.A.R. : condensateurs variables, haut-parleurs, condensateurs électrolytiques au papier, au mica, bobinages et transformateurs. Parmi les hauts-parleurs, un nouveau modèle extraplat avec moteur rentré dans la concavité du diaphragme Les haut-parleurs sont protégés contre la corrosion, possèdent des sorties par perles de verre « platinox ». Le diaphragme et les bobinages de vernis silicone et recouverts de produits termicides (contre les termites) et fongicides (Audax). Les condensateurs fixes, dont les sorties se font par perle de verre ou céramique, fonctionnent de — 20° à + 60° C (S.A.F.O.).

Pour la tropicalisation, un tréfileur a mis au point un fil isolé au nylon, ce qui donne une surépaisseur de 4,5/100 pour un guipage et 8/100 pour deux guipages, c'est-à-dire la même épaisseur que la soie naturelle.

La tension de claquage est comparable à celle de la soie, de même la résistance d'isolement, mais la résistance mécanique est supérieure.

Le nylon, qui n'est pas attaqué par les produits chlorés, résiste sans détérioration à 140° C et fond à 260°C (Fil Dynamo).

Appareils de mesure

Nous ne reviendrons pas sur ces appareils qui sont bien connus de tous et ont déjà été présentés dans les expositions antérieures.

Notons que l'on trouve des générateurs étalonnés BF et HF, modulés en fréquence, des oscillographes cathodiques, des générateurs de signaux rectangulaires, commutateurs électroniques, boîtes d'alimentation régulée, mégohmmètres (Ribet Desjardins).

On remarque un *meuble de maintenance* à pupitre, pour équipement professionnel (Férisol) contrôlant un émetteur normalisé ; et un *voltmètre étanche normalisé* fonctionnant sous 100 V, tropicalisé, demeurant étanche sous une épaisseur d'eau de 3 m. La démonstration en est donnée dans un boîtier rempli d'eau, dont la température est contrôlée par un thermomètre (Sadir).

Récepteurs de radiodiffusion

Il est difficile de donner une classification de ces récepteurs, si ce n'est par le nombre et la nature de leurs gammes d'ondes. Les postes les plus simples sont à 3 gammes, en général PO + OC1 + OC2 (Ribet Desjardins).

Il existe aussi des postes courants à 4 gammes, tropicalisés en boîtier de tôle avec ou sans persiennes d'aération. Ces gammes sont GO + PO + 2 OC ou PO + 3 OC, au gré de l'acheteur (Téléco). De même, un récepteur à 4 gammes en tôle vernie présente un haut-parleur séparé sous grillage de protection (Toulemonde). Et un poste mixte à 6 lampes, sensible à 12 μ V (Radio de France).

Dans les 5 gammes, nous trouvons un radiophono tropicalisé à 9 lampes, avec alimentation mixte (Gaillard). Un poste à 5 lampes et à 5 bandes d'ondes courtes étalées sur 15, 20, 30, 40 et 50 m, avec châssis antivibratoire, réglage stable et alimentation mixte (Arc en Ciel).

Dans les 6 gammes, on remarque un poste à 6 lampes donnant 2 OM + 4 OC, sensible à 5 μ V et protégé contre les insectes, ainsi qu'un poste à 9 lampes de haute sensibilité 1 μ V en ondes courtes, avec 6 gammes semi-étalées de 13 à 2.000 m, sélectivité variable et double diffuseur de 210 mm (Lemouzy). De même , un récepteur en coffret d'aluminium aluminité, à 5 bandes étalées sur 13, 16, 19, 25 et 31 m, avec une bande « allongée » de 32 à 51 m, 4 tonalités « radio » et 2 tonalités « pick-up » (Mildé).

Nous arrivons enfin aux 9 gammes où nous trouvons un poste tropical entièrement étanche et très sensible, comprenant 1 gamme OM et 8 gammes OC. L'alimentation est assurée par courant alternatif continu ou par commutatrice. La consommation est faible, il est prévu un déshydrateur de sécurité. L'appareil est protégé contre les insectes, le vent de sable, l'humidité, les chocs. Le châssis blindé est en aluminium fondu, le boîtier en tôle (R.C.T.).

Signalons de même un récepteur à 9 gammes possédant 1 gamme PO de 175 à 575 m et 8 gammes OC de 13 à 70 m, fonctionnant sur batteries de 6 ou 12 V ou secteur de 70 à 260 V, en boîtier métallique façon bois, supportant des températures de —10° à + 80° C (Pontabry).

On remarque encore un poste de télévision en châssis métallique avec tube à écran de 30 cm (Mildé) et un haut-parleur tropicalisé et étanche, exposé dans un aquarium (Véga).

En bref, une exposition limitée dans son objet, mais non sans intérêt, permettant de scruter plus spécialement les progrès accomplis dans la tropicalisation du matériel et la présentation de l'équipement d'Outre-Mer.

LISTE DES NOUVEAUX MEMBRES

de la Société des Radioélectriciens

	Présentés par MM.
Robin Claude, élève ingénieur E. E. M. I.	Veaux. Phelizon.
Ruel Marcel, élève ingénieur E. E. M. I.	Veaux. Phelizon.
Vilanova Joseph, Lieutenant, Infanterie Coloniale (Télégraphistes Coloniaux)	Dejean. Dauphin.
Gaschi Jean, ingénieur Radio E. S. E.	Cdt Dejean. Cap. Dauphin.
Gazagne Auguste, étudiant Ecole Française de Radioélectricité	J. Bouchard. Pineau.
Gillon Edgar, Professeur d'Electrotechnique et Radiotechnique à l'Université de Louvain	J. Marique. R. Rigal.
Gros-Desormeaux Oscar, étudiant Ecole Française de Radioélectricité	J. Bouchard. Pineau.
Guyon de Chemilly Alfred, étudiant Ecole Française de Radioélectricité	J. Bouchard. Pineau.
Hadelin Jean, Ingénieur Radio Electricien	Wertheimer. Boullet.
Hannecart Michel, étudiant	Quinet. Chrétien.
Hoffman Jean-Claude, étudiant Ecole Française de Radioélectricité	J. Bouchard. Pineau.
Jacquet Pierre, étudiant Ecole Française de Radioélectricité	J. Bouchard. Pineau.
Jourdan Louis, étudiant Ecole Française de Radioélectricité	J. Bouchard. Pineau.
de La Londe Jean, Ingénieur E. S. E.	Col. Bedoura. Laurens.
Lecorgne Victor, élève-ingénieur E. E. M. I.	Veaux. Phelizon.
Lieffroy Robert, élève à l'E. C. de T. S. F.	Quinet. Chrétien.
Londe Yves, étudiant Ecole Française de Radioélectricité	J. Bouchard. Pineau.
Louet Yves, étudiant Ecole Française de Radioélectricité	J. Bouchard. Pineau.
Malherbe Claude, étudiant Ecole Française de Radioélectricité	J. Bouchard. Pineau.
Marmion Claude, étudiant Ecole Française de Radioélectricité	J. Bouchard Pineau.
Mazoyer Pierre, Mécanicien Radio télégraphiste (aviation), chef service Radar 21° Escadre de bombardement lourd	Lorach. R. Rigal.
Paget Jean, étudiant Ecole Française de Radioélectricité	J. Bouchard. Pineau.
Paoli Jean, élève-ingénieur E. E. M. I.	Veaux. Phelizon.
Parisot Henri, électricien Radio	L. Robin. R. Rigal.
Picard Daniel, étudiant Ecole Française de Radioélectricité	J. Bouchard. Pineau.
Potocki Arthur, étudiant Ecole Française de Radioélectricité	J. Bouchard Pineau.
Rahanivoson F., étudiant Ecole Française de Radioélectricité	J. Bouchard. Pineau.
Sarrazin Jean, étudiant Ecole Française de Radiodioélectricité	J. Bouchard. Pineau.
Schmid Maurice, sous ingénieur radio	J. Lecomte. R. Gouillou.
Schwob Maurice, étudiant Ecole Française de Radioélectricité	J. Bouchard. Pineau.
Sevaistre Olivier, officier de Marine	P. David. de Mercey.
Tissier Max, étudiant Ecole Française de Radioélectricité	J. Bouchard. Pineau.
Zemanek Heinrich, assistant techniste Hochschule Wien	R. Rigal Libois.
Zlotykamien Charles, élève ingénieur	Quinet. Chrétien.
Bourdiol Roland, Ingénieur au « Matériel Téléphonique »	Loeffler et Hamard
Clavier Pierre, Ingénieur des P. T. T.	Rigal et Renault.
Jacquemet Frédéric, Ingénieur	Hamard et Federspiel
Muller René, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	Chrétien et Quinet.
Rebouillat Pierre »	Chrétien et Quinet.
Stoefs Robert, Ingénieur civil mécanicien électricien radio	R. Rigal et Moies.
Andonian Jacques, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	Quinet et Chrétien.
Anjolras René, élève à la Section H. F. de l'Institut Electrotechnique de Grenoble	Benoit et Grandsard.
Antonini Jacques, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	Quinet et Chrétien.
Baboin Michel, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	Bouchard et Dusailly.
Bentejac René, officier des Télécommunications « Air »	Cap. Roux et Foussier.
Bertrand Maurice, élève à l Ecole Centrale de T. S. F.	Quinet et Chrétien.
Biais Pierre, officier des télécommunications « Air »	Cap. Roux et Foussier.
Biggi Victor, élève à la Section Radio E. S. E.	P. David et Dauphin.
Brel Lucien, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	Quinet et Chrétien.
Burie René, élève à la Section Radio E. S. E.	Dauphin et Cros
Buu, Ham, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	Quinet et Chrétien.
Mlle Cadart Michel, élève à la Section Radio de l'E. S. E.	Dejean et Dauphin.
Caudiu Jean, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	Quinet et Chrétien.
Charles Daniel, Docteur es-Sciences, ingénieur	R. Warnecke et P. Guenard
Claudel Fernand, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	Quinet et Chrétien.
Coupard Philippe, »	Quinet et Hervé.
Cousin Jean, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	Quinet et Chrétien.
David Bernard, »	Quinet et Chrétien.
Degrois Maurice, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	Bouchard et Dusailly.

TABLE DES MATIÈRES

VOLUME XXIX **ANNÉE 1949** **NUMÉROS 262 à 273**

TITRE DES ARTICLES	AUTEUR	PAGES	MOIS
T.O. — Généraiités			
L'inventeur de la T.S.F.	L. CAHEN	137	Mars.
Philippe Le Calvez	R. RIGAL	56	Février.
René Mesny	R. JOUAUST	349	Octobre.
Louis Lumière		89	Mars.
Bernard Audebert de la Pinsonnie	R. BARTHELEMY	268	Juin.
Le Groupement des Acousticiens de Langue Française et les « Cahiers d'Acoustique »	P. CHAVASSE	227	Mai.
Le XIII[e] Salon International de présentation technique des pièces détachées : tubes électroniques, accessoires de radio et appareils de mesure		175	Avril.
Au XVIII[e] Salon International de l'Aviation		305	Juillet.
T. I. — Mesures			
Les compteurs électroniques d'impulsions :			
1[re] Partie	P. NASLIN	241	Juin.
2[e] Partie	A. PEUTEMAN	330	Août-Septembre.
Conditions de sensibilité maxima des radiomètres U. H. F.	J. L. STEINBERG	160	Avril.
Mesures des impédances d'antennes à bord d'avion	P. DURAND	73	Février.
T. 2. — Rayonnement. — Propagation			
Le dipôle magnétique dans une atmosphère stratifiée	G. ECKART	378	Octobre.
L'absorption ionosphérique et le calcul des champs à distance	A. HAUBERT	152	Avril.
(suite et fin)		216	Mai.
Les antennes en hyperfréquences	J. MAILLARD	110	Mars.
T. 3. — Production des oscillations électriques			
Série de tubes modernes pour la Radiodiffusion en modulation de fréquence et pour la télévision	J. BECQUEMONT	145	Avril.
Etude des réflexions dans les lignes de transmission en hyperfréquences	M. BOUIX	35	Janvier.
La correspondance entre les caractéristiques statiques et les paramètres dynamiques des organes électriques à résistance négative	G. CARTIANU	44	Janvier.
Théorie des tubes à ondes progressives	J. LAPLUME	6	Février.
Le glissement de fréquence par lampes à réactance variable	LEPRETRE	130	Mars.
(suite et fin)	LEPRETRE	167	Avril.
Bruit de fond des diodes à cristal	H. F. MATARE	231	Juin.
Méthodes modernes d'essais permettant de mettre en évidence les caractéristiques et limitations des tubes électroniques en V.H.F. et U.H.F.	R. REMILLON	273	Juillet.
(suite et fin)	R. REMILLON	336	Août-Septembre.
Problèmes posés par la fabrication des tubes fonctionnant aux très hautes fréquences	B. AUMONT	271	Juillet.
Le transistron triode type P.T.T. 601	R. SUEUR	389	Novembre.
T. 4. — Amplification et réception			
Etude théorique et expérimentale de la détection par les cristaux au silicium	P. LAPOSTOLLE	429	Décembre.
Amplificateurs à circuits anti-résonnants à accords décalés	L. J. LIBOIS	124	Mars.
L'amplification sélective en basse fréquence	QUEIROZ ORSINI	408-449	Nov.-Décembre
T. 5. — Exploitation et Applications			
Les raisons du choix du 819 lignes. Réponses à quelques critiques	Y. L. DELBORD	185	Mai.
Contribution à la discussion des standards de télévision	R. BARTHELEMY	181	Mai.
Bases théoriques des choix de normes de télévision	J. L. DELVAUX	193	Mai.
Etude et réalisation d'une télécommande électronique d'artillerie			
1° Historique de la question et exposé du problème	M. AUBRY	311	Août-Septembre.
2° Principes et méthode ayant servi de base à l'étude	G. LEHMANN	317	Août-Septembre.
3° Description du matériel. Résultats obtenus	H. Le BOITEUX	322	Août-Septembre.
Le câble d'atterrissage et ses applications modernes possibles	S. OSTROVIDOW	225	Juin.
Introduction à la radionavigation	P. DAVID	3	Janvier.
Les radiophares du type « Consol »	H. PORTIER	57	Février.
Le navigateur « Decca » système de navigation hyperbolique	P. GIROUD et L. COUILLARD	5	Janvier.

Le « Loran »	H. PORTIER	286	Juillet.
Aides radioélectriques à l'approche et à l'atterrissage. Contrôle du trafic aérien	A. VIOLET	91	Mars.
La radionavigation aérienne en temps de guerre	GUIGONIS	21	Janvier.
Radars de navigation maritime	G. KNIAZEFF	202	Mai.
Le système « OBOE »	P. BESSON	351	Octobre.
(suite et fin)		414	Novembre.
Etude géométrique du nombre des canaux à adopter en télévision	PAYEN	398	Novembre.

T. 6. — Détails et Construction des appareils et du matériel

La modernisation des pièces détachées radio			
1re Partie	M. E. CAYE	26	Janvier.
2e Partie	M. E. CAYE	79	Février.
Problèmes posés par la fabrication des tubes fonctionnant aux très hautes fréquences	B. AUMONT	271	Juillet.

T. 8. — Sujets Connexes à la Radioélectricité

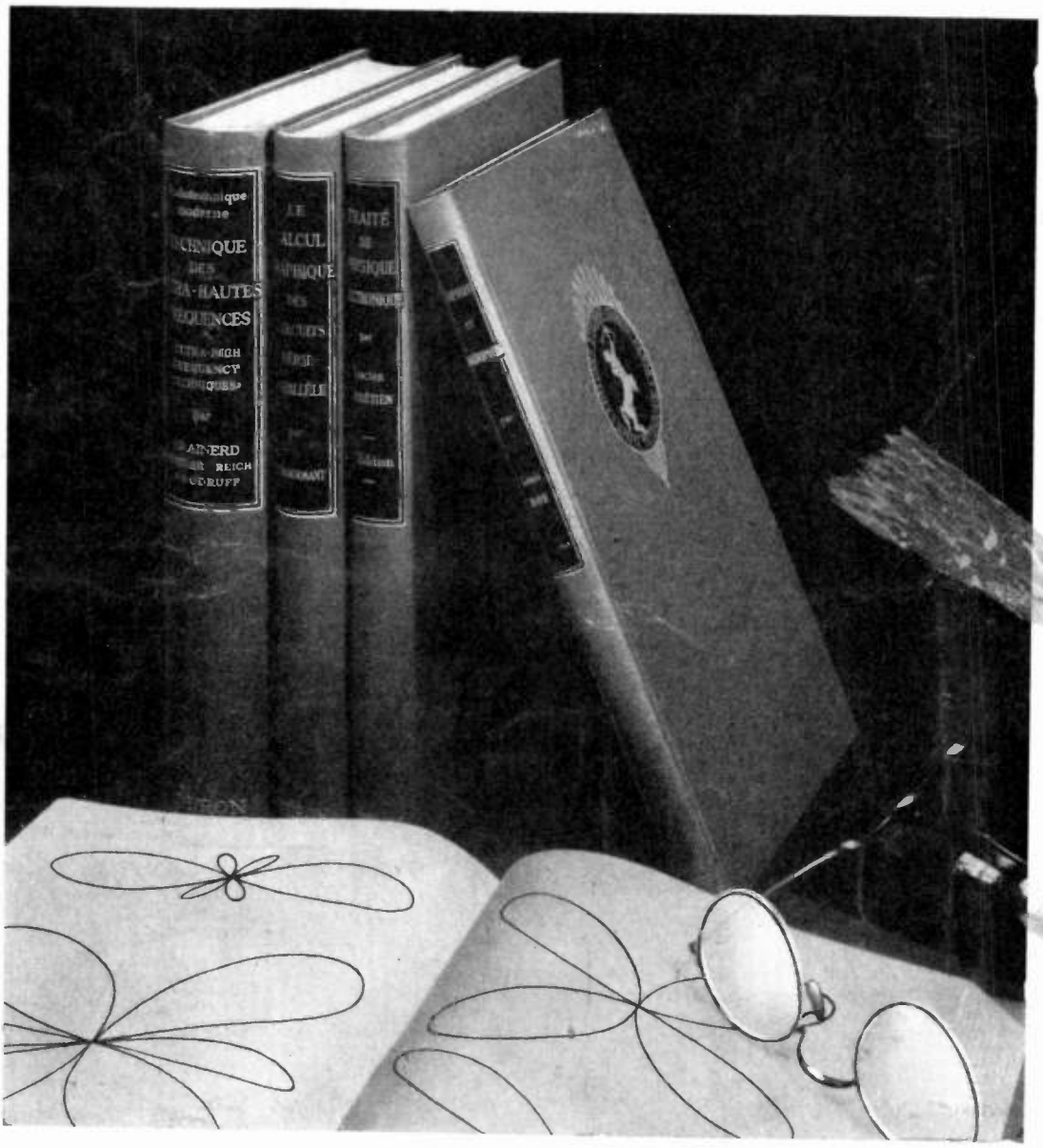
Propriétés biologiques des micro-ondes	L. de SEGUIN	368	Octobre.
Le rayonnement radioélectrique du soleil et de la voie lactée	M. LAFFINEUR	402	Novembre.

TABLE DES MATIÈRES PAR NOMS D'AUTEURS

ANNÉE 1949

AUTEUR	TITRE DES ARTICLES	PAGES	MOIS
X. X. X	Au XVIIIe Salon international de l'Aviation	305	Juillet.
X. X. X.	Exposition pour l'équipement de l'Union Française		Décembre
Aubry M.	Etude et réalisation d'une télécommande électronique d'artillerie : 1° Historique de la question et exposé du problème	311	Août-Septembre.
Aumont B.	Problèmes posés par la fabrication des tubes fonctionnant aux très hautes fréquences	271	Juillet.
Barthelemy R.	Bernard Audebert de la Pinsonnie	268	Juin.
Barthelemy R.	Contribution à la discussion des standards de télévision	181	Mai.
Becquemont J.	Série de tubes modernes pour la Radiodiffusion en modulation de fréquence et pour la télévision	145	Avril.
Besson P.	Le système « OBOE »	351	Octobre.
		449	Décembre.
Bouix M.	Etude des réflexions dans les lignes de transmission en hyperfréquences	35	Janvier.
Cahen L.	L'inventeur de la T.S.F.	137	Mars.
Cartianu G.	La correspondance entre les caractéristiques statiques et les paramètres dynamiques des organes électriques à résistance négative	44	Janvier.
Caye M. E.	La modernisation des pièces détachées radio 1re partie	26	Janvier.
	2e partie	79	Février
Chavasse P.	Le groupement des Acousticiens de langue française et les « Cahiers d'Acoustique »	227	Mai.
Couillard L.	Le navigateur « Decca » système de navigation hyperbolique	5	Janvier.
David P.	Introduction à la Radionavigation	3	Janvier.
Delbord Y. L.	Les raisons du choix du 819 lignes. Réponses à quelques critiques	185	Mai.
Delvaux J. L.	Bases théoriques des choix des normes de télévision	193	Mai.
Durand P.	Mesures des impédances d'antennes à bord d'avion	73	Février.
Eckart G.	Le dipôle magnétique dans une atmosphère stratifiée	378	Octobre.
Giroud P.	Le navigateur « Decca » système de navigation hyperbolique	5	Janvier.
Guigonis	La radionavigation aérienne en temps de guerre	21	Janvier.
Haubert A.	L'absorption ionosphérique et le calcul des champs à distance	152	Avril.
	(Suite et fin)	216	Mai.
Iguaust R.	René Mesny (1874-1949)	349	Octobre.
Kniazeff G.	Radars de navigation maritime	202	Mai.
Laffineur M.	Le rayonnement radioélectrique du soleil et de la voie lactée	402	Novembre.
Laplume J.	Théorie des tubes à ondes progressives	66	Février.
Lapostolle P.	Etude théorique et expérimentale de la détection par les cristaux au silicium	429	Décembre.
Le Boiteux H.	Etude et réalisation d'une télécommande électronique d'artillerie : 3° Description du matériel et résultats obtenus	322	Août-Septembre.
	2° Principes et méthodes ayant servi de base à l'étude	317	Août-Septembre.
[illegible]ehmann G.	Le glissement de fréquence par lampes à réactance variable	130	Mars.
[illegible]epretre	(suite et fin)	167	Avril.
Libois L. J.	Amplificateur à circuits anti-résonnants à accords décalés	124	Mars.
Maillard J.	Les antennes en hyperfréquences	110	Mars.
Mataré H. F.	Bruit de fond des diodes à cristal	231	Juin.
Naslin P.	Les compteurs électriques d'impulsion : 1re Partie	241	Juin.
Ostrovidow S.	Le câble d'atterrissage et ses applications modernes possibles	225	Juin.
Payen	Etude géométrique du nombre de canaux à adopter en télévision	398	Novembre.
Peuteman A.	Les compteurs électriques d'impulsion : 2e partie	330	Août-Septembre.
Portier H.	Le Loran	286	Juillet.
Portier H.	Les radiophares du type « Consol »	57	Février.
Queiroz-Orsini	L'amplification sélective en basse fréquence	408	Novembre.
		449	Décembre.
Remillon R.	Méthodes modernes d'essais permettant de mettre en évidence les caractéristiques et limitations des tubes électroniques V.H.F. et U.H.F.	273	Janvier.
	(suite et fin)	333	Août-Septembre.
Rigal R.	Philippe Le Calvez	56	Février.
Seguin (L. de)	Propriétés biologiques des micro-ondes	368	Octobre.
Sueur	Le transistron triode. type P.T.T.	389	Novembre.
Steinberg J. L.	Conditions de sensibilité maxima des radiomètres U. H. F.	160	Avril.
Violet A.	Aides radioélectriques à l'approche et à l'atterrissage		
	Contrôle du trafic aérien	91	Mars.

Imprimerie Marcel Bon, Vesoul 31.0473 — Dépot légal : 4e trimestre 1949 — I. nº 25 — E nº 20 — La Gérante: Mme Chiron



COLLECTION DE HAUTE TECHNIQUE DES ÉDITIONS CHIRON

TECHNIQUE DES ULTRA-HAUTES FRÉQUENCES, par BRAINERD
Un volume de 614 pages. — Relié : **2.000** fr.

LE CALCUL GRAPHIQUE DES CIRCUITS SÉRIE-PARALLÈLE, par MOURMANT
Un volume de 404 pages. — Relié : **1.500** fr.

TRAITÉ DE PHYSIQUE ÉLECTRONIQUE, par Lucien CHRÉTIEN
Un volume de 400 pages. — Broché : **980** fr. — Relié : **1.100** fr.

DIPOLES ET QUADRIPOLES par Louis BOE
Un volume de 148 pages. — Broché : **1.050** fr. — Relié : **1.160** fr.

Ajouter à ces prix 15 % pour couvrir les frais d'envoi

EDITIONS ETIENNE CHIRON, 40, r. de Seine, PARIS-6e — C. C. P. PARIS 53-35